

В помощь радиолюбителю

Выпуск 64

СОДЕРЖАНИЕ

ПОМОЩЬ РАДИОЛЮБИТЕЛЮ

Выпуск 64

НИЗКОЧАСТОТНАЯ ТЕХНИКА

Формирователь сигналов для струнного электромузыкального инструмента

М. КРИВЕЦ

Устройство, принципиальная схема которого изображена на рис. 1, состоит из задающего тонального генератора на транзисторах *V1* и *V2*, усилителя-ограничителя на транзисторе *V3*, блока делителей частоты на *JK*-триггерах и модулятора, формирующего огибающую выходного сигнала, на транзисторах *V5* — *V7*.

Число подключаемых к одному тональному генератору *JK*-триггеров, работающих в счетном режиме, равно количеству октав электромузыкального инструмента. К каждому *JK*-триггеру подключается свой модулятор. Их включение обеспечивается контактами микропереключателей *S1*, расположенных под каждой клавишей. Рассмотрим подробнее работу узлов формирователя сигналов струнного электромузыкального инструмента.

Фазирующая избирательная цепь генератора построена с применением двойной *Т*-схемы на элементах *R4—R6, R8, R9, C1—C3*. Их номиналы подобраны так,

Таблица 1

Название звука		Фа	Фа-диез соль-бемоль	Соль	Соль-диез ля-бемоль	Ля	Ля-диез си-бемоль	Си	До	До-диез ре-бемоль	Ре	Ре-диез ми-бемоль	Ми
Частота настройки, Гц		2794	2960	3136	3322	3520	3729	3951	4186	4434	4688	4978	5274
Емкость конденсаторов, пФ	*C1*	13700	12900	12200	11500	10830	10300	9700	9200	8600	8200	7700	7220
	C2	3800	3560	3380	3180	3000	2830	2680	2520	2380	2250	2130	2000
	C3	1900	1780	1690	1590	1500	1420	1340	1260	1190	1120	1070	1000

что модуль коэффициента передачи по напряжению всей цепи больше единицы и составляет примерно 1,15—1,20, что позволило использовать в качестве активного элемента генератора схему с общим коллектором на составном транзисторе *V1, V2*, обладающую наименьшими дестабилизирующими факторами из-за малого выходного и большого входного сопротивления.

Элементы фазирующей цепи определяются следующими соотношениями:

$$R5 = R6 = (R8 + R9) = 2R;$$
$$R4 = R/3,62;$$

$$C2 = C; \; C3 = C/2; \; C1 = 3,62 \cdot C;$$

$$f = \frac{1}{2\pi R \cdot C}$$ — квазирезонансная частота.

При этом необходимо учитывать, что резисторы *R5, R6* и *R8* задают рабочую точку транзисторов *V1* и *V2*, и, следовательно, они не должны быть большого номинала. Для указанных в табл. 1 частот настройки генераторов рассчитаны значения емкостей конденсаторов *C1*, *C2* и *C3* для величины резистора $R = 15$ кОм.

Вычисленные номиналы емкостей обеспечивают параллельным соединением двух конденсаторов КСО, что учтено при проектировании печатной платы.

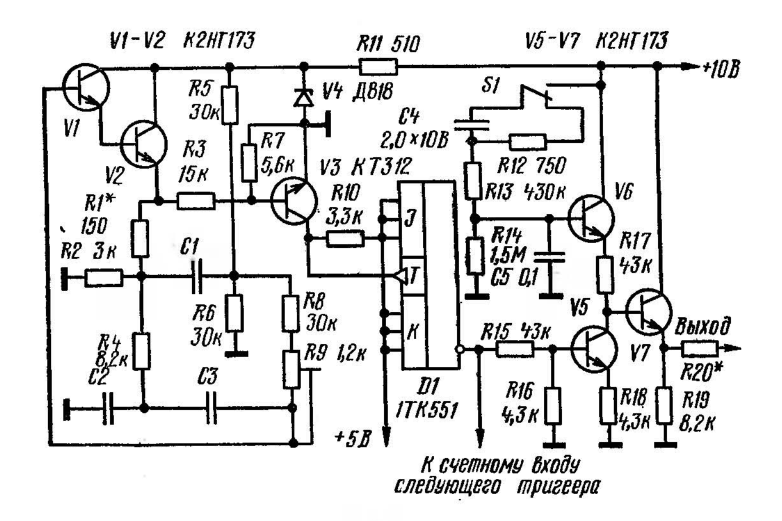


Рис. 1. Принципиальная схема формирователя сигналов

Учитывая, что ухо человека может различать изменение частоты музыкального инструмента при ее уходе на 0,5% и больше, следует обратить особое внимание на временную и температурную стабильность параметров резисторов и конденсаторов избирательной цепи. В табл. 2 приведены экспериментальные данные влияния различ-

Таблица 2

Тип резистора	Уход частоты, %	
	Температурный диапазон	
	0—20° С	20°—50°С
ВС-0,5	+1,7	—1,8
МЛТ-0,25	+2,4	+2,1
БЛП-0,25	+0,3	—0,36
УЛИ-0,12; УЛИ-0,25	+0,8	—1,2

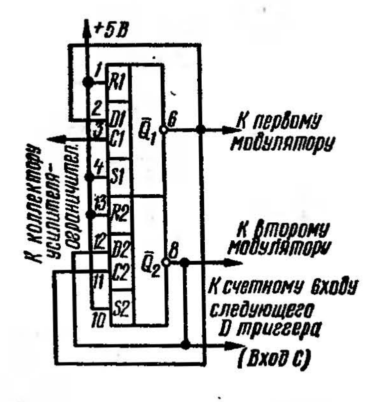


Рис. 2. Схема включения *D*-триггера К1ТК552

ных типов резисторов на стабильность частоты генератора в зависимости от температурного диапазона при использовании слюдяных конденсаторов КСО.

Резистор *R1* служит для установки синусоидальной формы выходного сигнала, который снимается с эмиттера транзистора *V2* и через резистор *R3* подается на вход усилителя-ограничителя на транзисторе *V3*. Когда он закрыт, с его коллектора снимается сигнал, соответствующий уровню логической единицы логики ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) +4,5 В. Если же транзистор открыт и насыщен, то снимается нулевой сигнал, соответствующий уровню логического нуля логики ТТЛ. Этот сигнал поступает на вход делителя частоты, выполненного на *JK*-триггерах, работающих в счетном режиме. Предпочтительнее использовать триггеры серий 133 или 155, обладающие хорошей надежностью в работе. Но еще лучше подходят *D*-триггеры этих серий, так как в одном корпусе смонтировано одновременно два триггера (в отличие от *JK*-триггеров). Схема включения *D*-триггера представлена на рис. 2.

С выхода триггера сигнал поступает на базу усилительного транзистора *V5*, напряжение питания которого задается эмиттерным повторителем на транзисторе *V6*. Его потенциал базы определяется процессами заряда и разряда конденсаторов *C4* и *C5*, формирующими огибающую выходного сигнала при нажатой клавише, т. е. осуществляется коллекторная модуляция тонального сигнала. Рассмотрим ее подробнее.

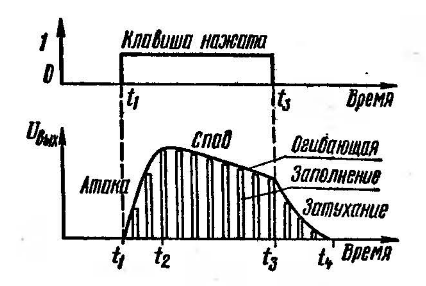
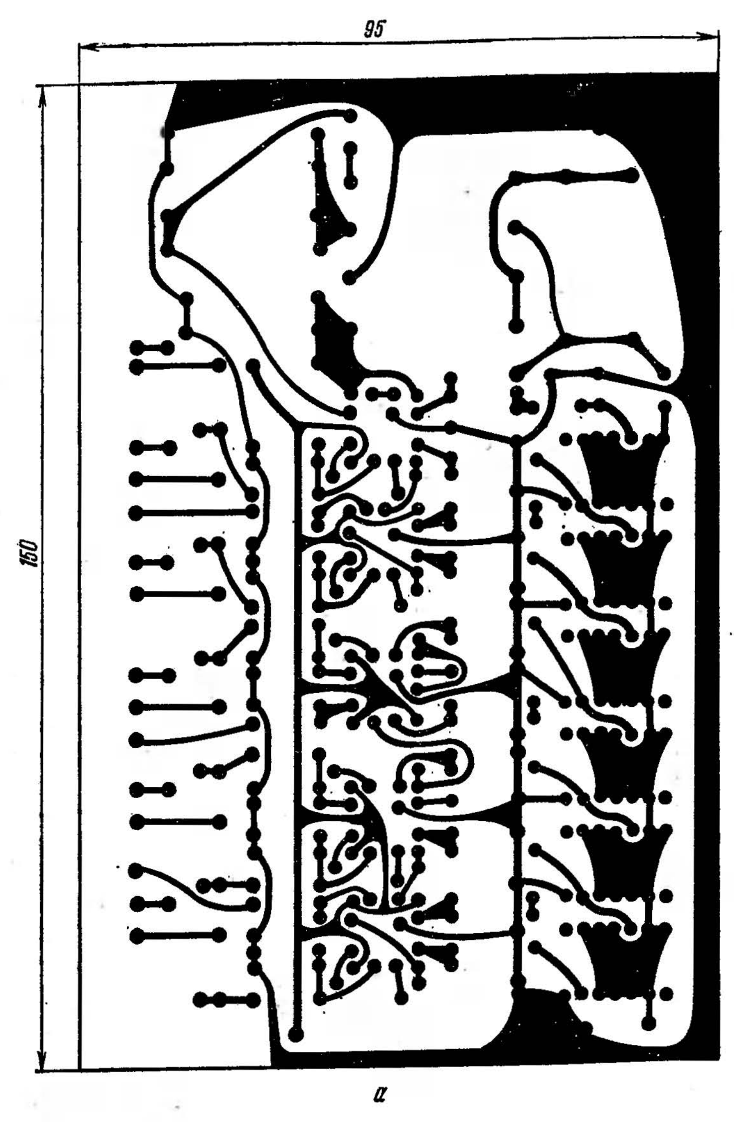


Рис. 3. Форма выходного сигнала

Конденсаторы *C4* и *C5*, разряженные в исходном состоянии, обеспечивают нулевой потенциал базы транзистора *V6* и приводят к его запиранию. В результате напряжение питания коллекторной цепи транзистора *V5* равно нулю, но с его коллектора снимается слабый сигнал (≈20 мВ). Этот нежелательный шумовой фон не может пройти на выход транзистора *V7*, так как его величины недостаточно для открывания последнего, поэтому с резистора *R19* снимается в итоге нулевой сигнал.

Режим работы транзистора *V5* рассчитан так, что при любом значении коллекторного напряжения, определяемого потенциалом эмиттера транзистора *V6*, во время поступления положительного импульса с триггера *D1 V5* открыт и насыщен. Следовательно, величина полезного сигнала будет определяться величиной потенциала эмиттера транзистора *V6*, а она, в свою очередь, задается величиной потенциала базы *V6*.

При нажатии на клавишу через контакты *S1* подключают конденсатор *C4* к источнику питания +10 В, и он начинает заряжаться через резисторы *R13* и *R14*. Так как постоянная времени заряда конденсатора *C4* велика, то в первое время, когда к делителю напряжения *R13R14* будет приложено почти все напряжение питания, начнет заряжаться конденсатор *C5*. Малая величина его постоянной времени заряда τ (примерно 0,03—0,1 с) приведет к быстрому возрастанию потенциала базы транзистора *V6* и к формированию фазы атаки звука длительностью примерно 3τ. За это время конденсатор *C4* не сможет заметно зарядиться и повлиять на форму переднего фронта огибающей. Но со временем его заряд начнет уменьшать напряжение, прикла-



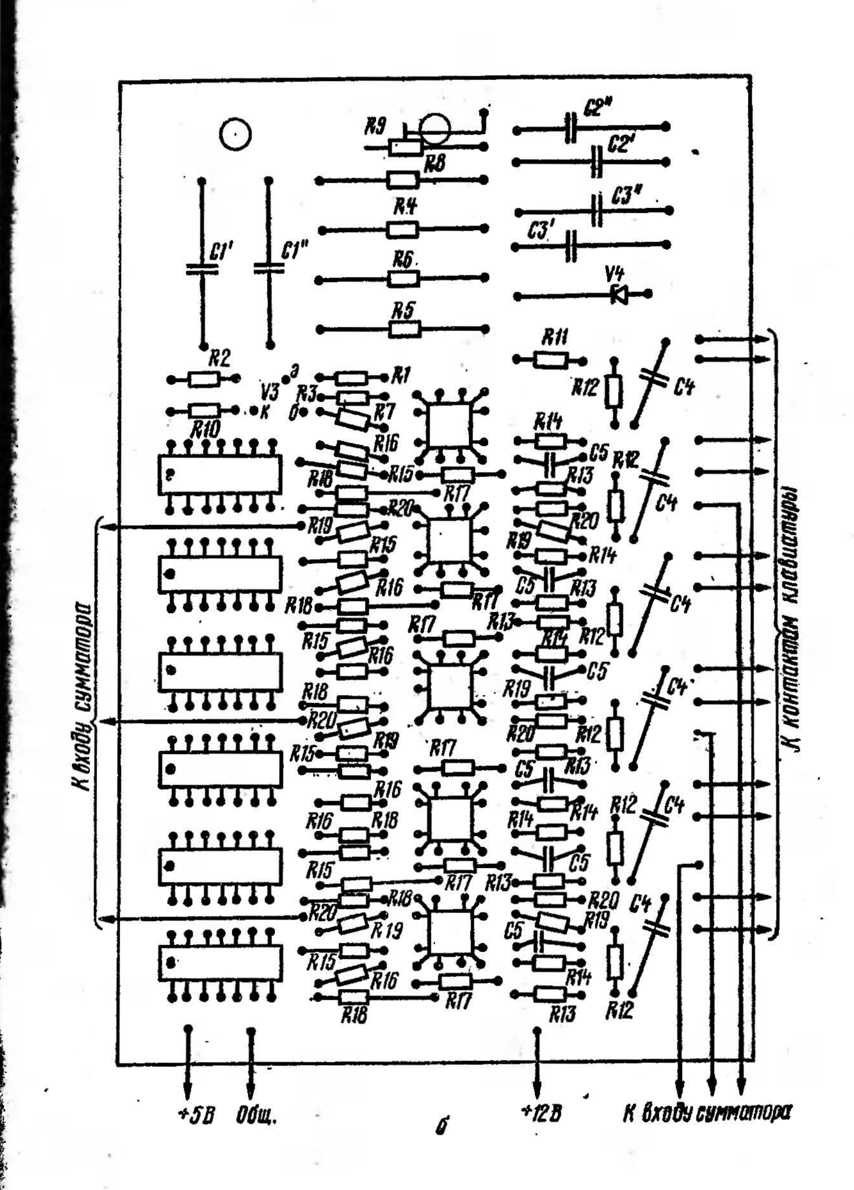


Рис. 4. Печатный монтаж (*а*) и расположение элементов (*б*) платы формирователя

дываемое к делителю *R13R14*, что повлечет за собой уменьшение потенциала базы транзистора *V6* и спад силы звука. Конденсатор *C5* из-за малой величины постоянной заряда отслеживает это изменение напряжения и не оказывает заметного влияния на вершину формируемого сигнала.

После отпускания клавиши контакты *S1*, вернувшись в исходное положение, закоротят конденсатор *C4* на резистор *R12* и отключат напряжение от делителя *R13R14*. Потенциал базы транзистора *V6* будет определяться теперь только напряжением на конденсаторе *C5*, который начнет разряжаться с постоянной времени $\tau_{разр}$, равной примерно 0,1—0,2 с. За время $3\tau_{разр}$ будет сформирован задний фронт огибающей и затухания сигнала. Форма выходного напряжения показана на рис. 3.

На рис. 4, *а* представлена печатная плата формирователей сигналов шестиоктавного электромузыкального инструмента, на рис. 4, *б* — расположение элементов на ней. Все 12 печатных плат одинаковы, схемы отличаются только номиналами конденсаторов *C1—C3*, в качестве которых использованы КСО, электролиты К-52-1, К-53-1 или конденсаторы других типов. Резисторы *R4, R5, R6, R8* — БЛП-0,25, *R9* — СП-5-1Б, остальные — МЛТ-0,25.

Устройство преобразования спектра электрогитары

А. ШУБ

В настоящее время широкое распространение получили различные электронные устройства — приставки для электрогитар, изменяющие или преобразующие те или иные параметры гитарного сигнала. Эти устройства позволяют получить новые необычные звучания гитары, придают ее звуку бо́льшую выразительность, расширяют исполнительские возможности музыканта, облегчают исполнение сольных партий и импровизаций.

В данной статье описывается устройство, которое позволяет эффективно изменять и формировать спектр выходного сигнала, реализовать «органный эффект», по-

лучать призвуки на одну, две и три октавы ниже основного звука. Манипулируя переключателями и регуляторами, можно получить самые различные тембры звучания, аналоги которым трудно найти среди тембров известных неэлектронных инструментов. Возможности тemброобразования данного устройства приближаются к возможностям электроорга́нов средней сложности, причем есть такие режимы работы, при которых тембр звука изменяется во время звучания струны.

Принцип работы описываемого устройства основан на преобразовании непрерывного гитарного сигнала в дискретный с помощью преобразователя синусоидального напряжения в прямоугольное (ПСНП) и последующей его обработки импульсными устройствами. Способы и устройства обработки полученного прямоугольного сигнала отличаются от применяемых в электроорга́нах тем, что в первом случае частота считается случайной, а во втором — заданной.

Основная трудность осуществления качественного преобразования гитарного сигнала в прямоугольное напряжение — устранение треска по окончании звучания струны, который появляется на выходе ПСНП из-за влияния сетевых наводок, модулирующих полезный сигнал.

В фазе атаки влияние наводок не ощущается из-за большой скорости нарастания амплитуды гитарного сигнала. Треск появляется в конце фазы затухания, когда амплитуда гитарного сигнала и наводки сравнимы и скорость изменения гитарного сигнала мала. Причем треск ощутим при низком пороге срабатывания ПСНП (рис. 1), простое повышение которого избавляет от этого явления, но уменьшает длительность звучания выходного сигнала ПСНП, что нежелательно. Для устранения влияния наводок применен запуск ПСНП от предварительно ограниченного сигнала.

При прохождении гитарного сигнала, модулированного сетевой наводкой, через односторонний ограничитель (рис. 2) модуляция фоном ограниченного сигнала получается значительно меньше, чем у исходного сигнала.

Функциональная схема устройства показана на рис. 3. Сигнал с выхода звукоснимателя гитары поступает на предварительный усилитель *1*, в котором

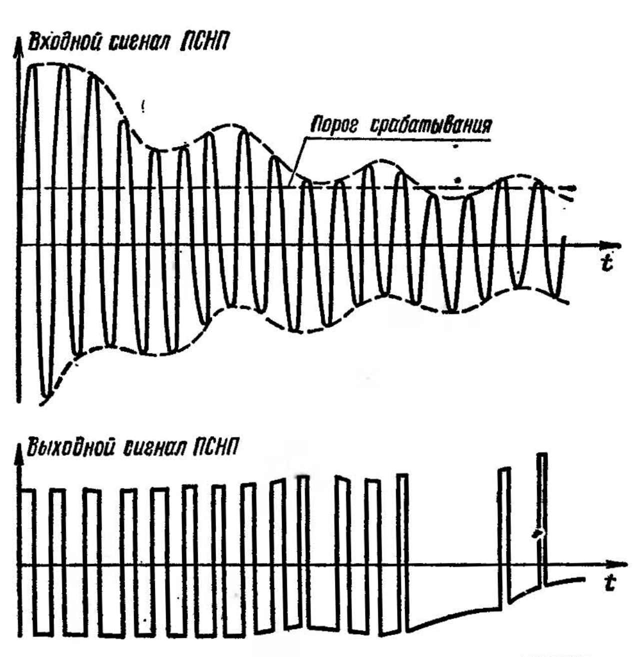


Рис. 1. Амплитудная характеристика ПСНП

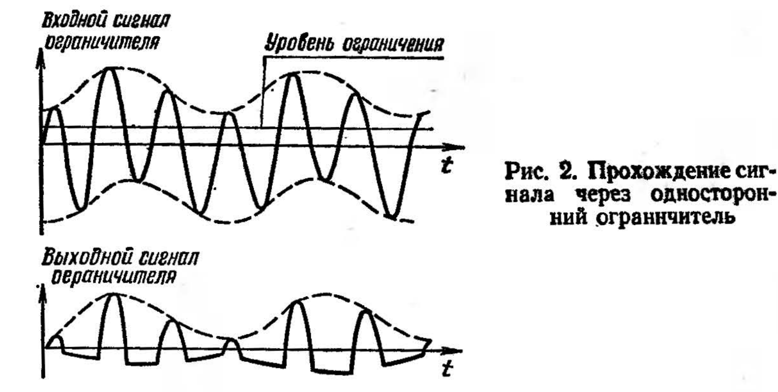


Рис. 2. Прохождение сигнала через односторонний ограничитель

он усиливается до необходимого уровня. С выхода предварительного усилителя сигнал поступает на односторонний усилитель-ограничитель *2*, выходной сигнал которого запускает ПСНП на триггере Шмитта *3*. Полученное на триггере прямоугольное напряжение посту-

пает на последовательную цепочку делителей частоты *4—6* и одновременно запускает ждущий мультивибратор *7* с регулируемой скважностью. Первый делитель *4* делит частоту входного сигнала на два (звук на октаву ниже), второй делитель *5* — на 4 (на две октавы ниже), третий делитель *6* — на 8 (на три октавы ниже). На выходе мультивибратора получаются импульсы входной частоты, скважность которых можно регулировать, что приводит к изменению спектра входного сигнала.

Выходные сигналы с триггера, делителей и мультивибратора поступают на регуляторы тембра *8—12*, с выхода которых идут на сумматор *13*. Туда же приходит выходной сигнал предварительного усилителя. Это сделано для того, чтобы придать звучанию выходного сигнала устройства более «гитарный» характер. Фазу сигнала можно менять на 180°, т. е. прибавлять или вычитать его. Громкость каждой составляющей суммарного сигнала регулируется. Кроме того, любой суммируемый канал можно отключать от сумматора с помощью кнопочного переключателя.

Интересно отметить, что амплитуда усиленного гитарного сигнала с выхода предусилителя изменяется за время звучания струны, а амплитуды выходных сигналов импульсных устройств не изменяются. Это приводит к тому, что доля спектра прямого гитарного сигнала в суммарном спектре изменяется во время звучания

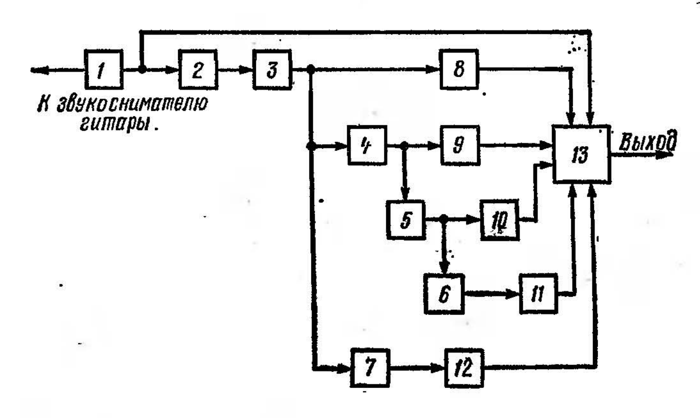
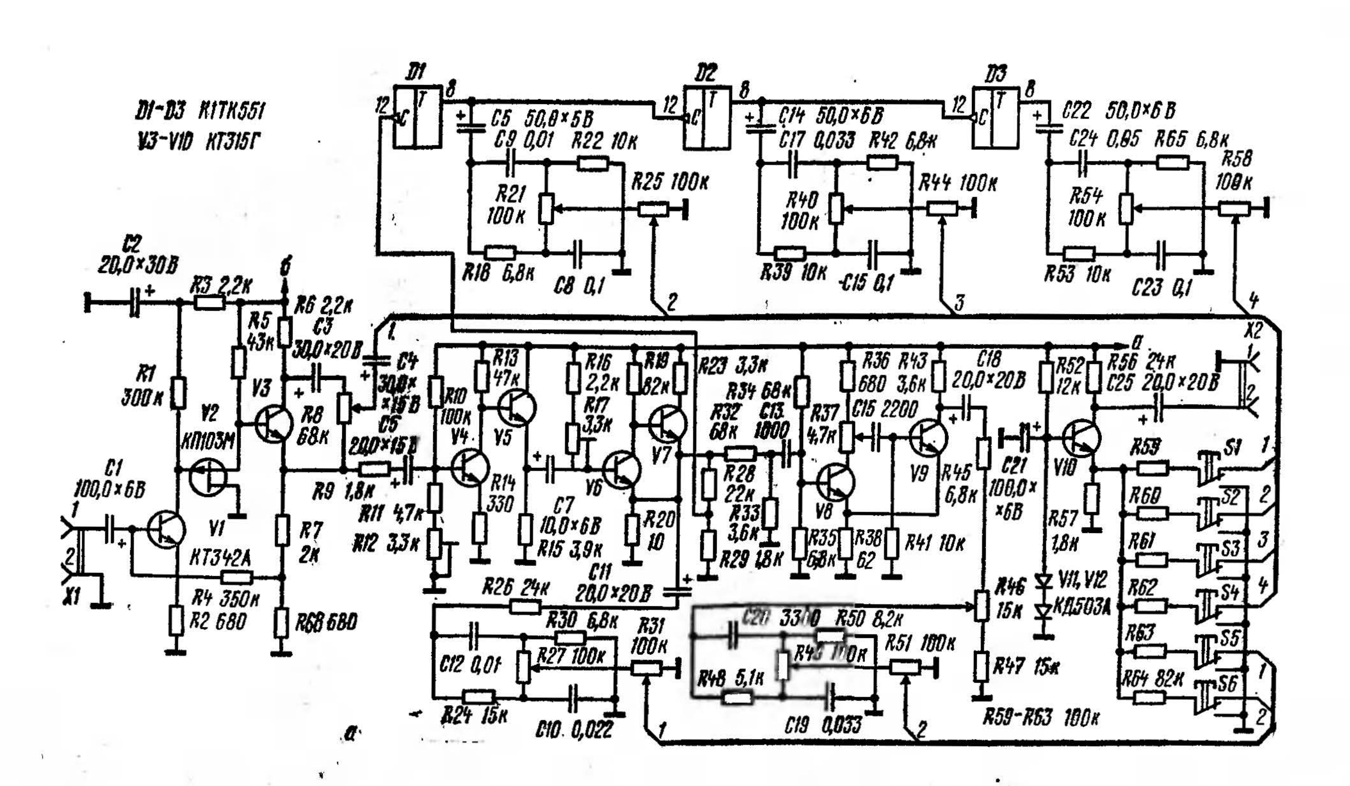
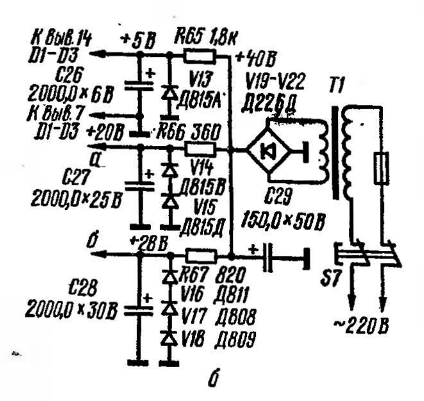


Рис. 3. Функциональная схема устройства



D1-D3 K1TK551
V3-V10 KT315Г
D1
D2
D3
C5 50,0×5B
C9 0,01
R22 10к
R21 100к
R25 100к
R18 6,8к
C8 0,1
C14 50,0×6B
C17 0,033
R42 6,8к
R40 100к
R44 100к
R39 10к
C15 0,1
C22 50,0×6B
C24 0,05
R65 6,8к
R54 100к
R58 100к
R53 10к
C23 0,1
C2 20,0×30B
R3 2,2к
R6 2,2к
R5 43к
C3 30,0×20B
C4 30,0× ×15B
R1 300к
V2 КП103М
V3
R8 68к
C6 20,0×15B
R10 100к
V4
V5
R13 47к
R14 330
R16 2,2к
R17 3,3к
R19 82к
V6
V7
R23 3,3к
R34 68к
R32 68к
C13 1000
R37 4,7к
C15 2200
R36 680
R43 3,6к
C18 20,0×20B
R52 12к
R56 24к
C25 20,0×20B
X2
C1 100,0×6B
V1
KT342A
R4 350к
R2 680
R7 2к
R68 680
R9 1,8к
R11 4,7к
R12 3,3к
C7 10,0×6B
R15 3,9к
R20 10
R28 22к
R33 3,6к
R29 1,8к
V8
R35 6,8к
R38 62
R41 10к
V9
R45 6,8к
C21 100,0× ×6B
V10
R57 1,8к
V11, V12 КД503А
R59
R60
R61
R62
R63
R64 82к
S1
S2
S3
S4
S5
S6
X1
C11 20,0×20B
R26 24к
R30 6,8к
R31 100к
R27 100к
C12 0,01
R24 15к
C10 0,022
C20 3300
R50 8,2к
R49 100к
R48 5,1к
R51 100к
C19 0,033
R46 15к
R47 15к
R59-R63 100к

Рис. 4. Принципиальная схема устройства



струны (сначала она велика, а с уменьшением громкости звучания струны уменьшается), поэтому за время звучания струны изменяется и спектр выходного сигнала устройства.

Принципиальная схема устройства показана на рис. 4. Предусилитель собран на транзисторах *V1—V3*. Для уменьшения шумов усилителя транзистор *V1* работает в режиме микротоков. С целью оптимального согласования транзистора *V3* с нагрузкой транзистора *V1* между ними включен полевой транзистор *V2*, развязывающий их по шумам (для полевых транзисторов оптимальное сопротивление источника по шумам — сотни килоом, для биполярных — сотни ом). Так как максимальный сигнал с звукоснимателя гитары достигает 100 мВ, а напряжение усилителя ограничено десятками вольт, усиление каскада на транзисторе *V1* не удается сделать больше чем 100—150.

При таких коэффициентах усиления доля шумов транзистора *V3*, работающего с относительно большими токами коллектора, в общих шумах усилителя велика. Для получения возможно бо́льшего усиления каскада на *V1* применено питание предусилителя от источника повышенного напряжения.

На транзисторе *V3* собран каскад с разделенной нагрузкой. Изменяя положение движка потенциометра *R8*, можно плавно переходить от синфазного с входным сигнала к противофазному. В среднем положении движка на потенциометре нулевое напряжение. Через развязывающее сопротивление *R9* сигнал с выхода пред-

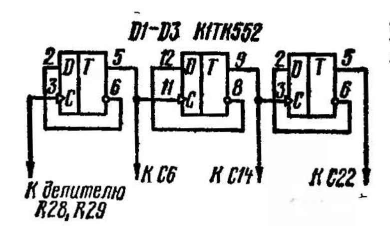


Рис. 5. Делитель напряжения на *D*-триггерах

усилителя поступает на усилитель-ограничитель на транзисторе *V4*. Резистором *R12* регулируется уровень ограничения. Через эмиттерный повторитель на транзисторе *V5* выходной сигнал ограничителя поступает на триггер Шмитта, собранный на транзисторах *V6* и *V7*. Для уменьшения гистерезиса и повышения четкости срабатывания триггера сопротивление резистора *R20* выбрано таким, чтобы работа схемы приближалась к работе усилителя с положительной обратной связью. Гистерезис триггера — около 10 мВ. Порог срабатывания устанавливается резистором *R17*.

Ждущий мультивибратор собран по схеме с эмиттерной связью на транзисторах *V8*, *V9*. Скважность выходных импульсов регулируется резистором *R37*. Так как при изменении скважности последовательности импульсов изменяется громкость (с увеличением скважности громкость уменьшается, так как падает уровень первых гармоник), в процессе регулировки скважности изменяется и амплитуда выходных импульсов соосным резистором *R46* так, чтобы скомпенсировать изменение громкости.

Делители частоты собраны на *JK*-триггерах *D1—D3* серии К155. Необходимые входные уровни для запуска первого триггера получаются с помощью делителя напряжений *R28, R29*. Делители можно собрать на *D*-триггерах по схеме рис. 5. Вместо серии К155 можно применить любую другую ТТЛ-серию.

Так как размах выходных сигналов импульсных устройств достаточно велик, в устройстве применены пассивные регуляторы тембра.

В средних положениях регулировок тембра спектр выходного сигнала близок к спектру входного.

Регуляторы тембра собраны на резисторах *R18, R22, R21, R24, R30, R27; R39, R42, R40; R48, R50, R49; R53,*

R57, R54 и конденсаторах *C8, C9, C10, C12; C15, C17; C19, C20; C23, C24.*

Действие регуляторов тембра на спектр импульсных сигналов настолько эффективно, что любой из них можно вывести на педаль в качестве «Way»-эффекта.

Через потенциометры регулировки громкости *R25, R31, R44, R51, R58* и контакты переключателей *S1—S6* П2К выходные сигналы регуляторов тембра и выходной сигнал предусилителя поступают на сумматор, собранный на транзисторе *V10* по схеме с общей базой. Выходной сигнал сумматора пропорционален входным токам через резисторы *R59—R64*.

Питание устройства осуществляется от стабилизаторов напряжения на стабилитронах *V13—V18*. Силовой трансформатор *T1* — любой, с напряжением вторичной обмотки 28 В, рассчитан на потребляемую мощность около 6 Вт. Стабилитроны *V13—V15* устанавливают на радиаторы из алюминиевых пластин, размером 30×30×4 мм. Резисторы *R65, R67* одноваттные, *R66* — двухваттный, все остальные МЛТ-0,25.

Налаживание устройства заключается в установке уровня ограничения усилителя-ограничителя и порога срабатывания триггера Шмитта. В первом случае выход усилителя-ограничителя отключают от входа триггера Шмитта и на вход устройства от звукового генератора подают сигнал амплитудой 2 мВ. Уровень ограничения устанавливается резистором *R12* так, чтобы этот сигнал не проходил на выход усилителя-ограничителя. Порог срабатывания триггера Шмитта выставляется резистором *R17* на слух по звуку на его выходе при подключенной гитаре.

Описанное устройство представляет собой основу, на которой можно разрабатывать новые эффекты. От полученного прямоугольного сигнала можно запускать импульсные умножители частоты, тембровое вибрато, описанное в журнале «Радио» № 9, 1975 г., применять формантную обработку суммарного сигнала и составляющих суммы. Смешивая составляющие в различных пропорциях и меняя их фазы, можно получать самые разнообразные оттенки звучания. Кроме того, при наличии двухканальной системы звуковоспроизведения сигналы с различных импульсных устройств можно направлять в разные каналы. Это создает эффект парал-

лельного исполнения мелодии несколькими исполнителями. Особенно ощутим этот эффект при звучании в одном канале сигнала основной, а в другом — пониженной или повышенной частоты.

Шумоподавитель Долби

Л. ИВАНОВ

Как известно, принцип действия шумоподавителя Долби состоит в сжатии динамического диапазона высокочастотных составляющих сигнала при записи и соответствующем расширении его при воспроизведении. Эти преобразования происходят при малых уровнях сигнала, когда шумы магнитной ленты особенно заметны. Нелинейные искажения, неизбежно возникающие при этом в шумоподавителе, мало ощутимы на слух. Предлагаемое вниманию читателя устройство (выполнено на микросхемах серии К140УД1Б и полевых транзисторах КП103Л) несложно в налаживании и может быть использовано как в составе магнитофона, так и в качестве приставки практически к любому магнитофону.

Техническая характеристика

Рабочий диапазон частот, Гц	10—20 000
Диапазон подавления шумов, Гц . . .	1600—20 000
Подавление высокочастотных шумов, дБ .	10
Уровень собственных шумов, дБ . . .	—60
Номинальное входное напряжение, мВ .	250
Максимальная погрешность восстановления АЧХ, при уровне входного сигнала —30 дБ на частоте 10 кГц, дБ	3
Коэффициент передачи при номинальном входном напряжении	1
Входное сопротивление, МОм	2
Выходное сопротивление, Ом	400

Рассмотрим работу шумоподавителя (рис. 1) в режиме записи (переключатели *S1* и *S2* в положениях, показанных на схеме). Напряжение звуковой частоты через регулятор уровня *R1* поступает на вход истокового повторителя на транзисторе *V1*, который вместе с сумматором на операционном усилителе *A1* образует

основной канал шумоподавителя. Его коэффициент передачи при нажатой кнопке *S2* из-за равенства сопротивлений резисторов *R5* и *R7* равен —1.

С выхода сумматора через нормально замкнутые контакты *S1.3* сигнал подается на вход оконечного каскада усилителя записи. Так как по постоянному току микросхема *A1* работает со 100%-ной отрицательной обратной связью, то уровень постоянной составляющей на ее выходе не превышает напряжения смещения нуля ±10 мВ.

Канал дополнительной обработки сигнала включает в себя управляемый делитель напряжения на полевом транзисторе *V2*, истоковый повторитель на транзисторе *V3*, неинвертирующий усилитель на микросхеме *A2*, усилитель на транзисторе *V6* и детектор сигнала на диодах *V7* и *V8*. С истокового повторителя основного канала через фильтр верхних частот *C2R12* (частота среза 1,6 кГц) сигнал поступает на управляемый делитель напряжения, состоящий из резистора *R13* и сопротивления канала полевого транзистора *V2*.

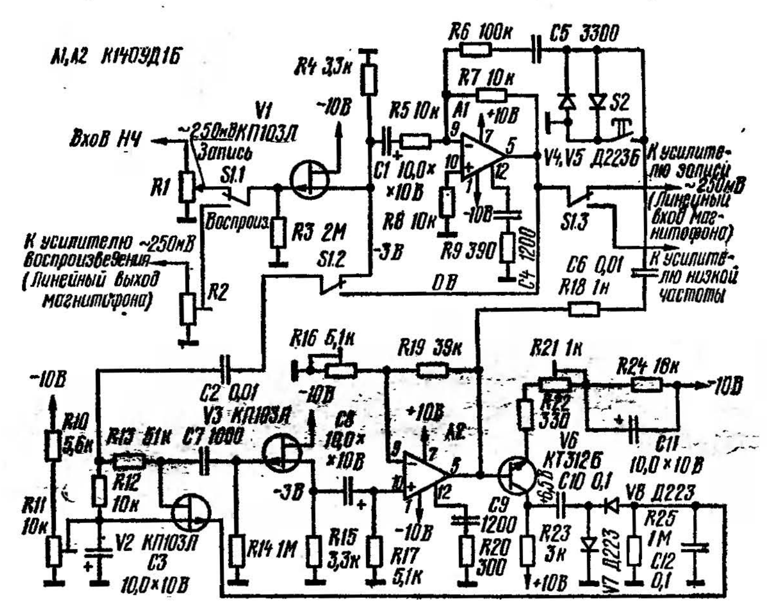


Рис. 1. Принципиальная схема шумоподавителя

Истоковый повторитель устраняет влияние неинвертирующего усилителя на работу делителя.

Коэффициент передачи управляемого делителя напряжения зависит от уровня высокочастотных составляющих сигнала. Если он менее —36 дБ, транзистор *V2* закрыт отрицательным напряжением на его истоке, которое устанавливают подстроечным резистором *R11*. При этом коэффициент передачи делителя максимален и близок к единице. А так как сигнал с делителя после усиления микросхемой *A2* подается на сумматор в фазе с основным сигналом, то на выходе последнего получается усиленный сигнал.

С увеличением уровня высокочастотных составляющих коэффициент передачи делителя уменьшается, так как на затвор транзистора *V2* поступает все большее отрицательное напряжение с устройства, состоящего из усилителя на транзисторе *V6* и выпрямителя, собранного по схеме удвоения напряжения на диодах *V7* и *V8*. При уровне высокочастотных составляющих сигнала выше —20 дБ транзистор *V2* откроется настолько, что коэффициент передачи управляемого делителя становится близким к нулю, и канал дополнительной обработки перестает оказывать на сигнал существенное влияние.

Таким образом, для сигналов большого уровня устройство имеет коэффициент передачи, равный единице, а малого — больше единицы. При уровне сигнала, составляющем примерно —40 дБ, подъем усиления составляет 10 дБ (3,16 раза). Достигается это при вполне определенном коэффициенте усиления K неинвертирующего усилителя канала дополнительной обработки, который нетрудно рассчитать по формуле:

$$K = \frac{R_6(K_м - 1)}{R_5},$$

где $K_м$ — необходимый коэффициент усиления малого сигнала. При $K_м$, равном 3,16, и сопротивлениях резисторов *R5* и *R6*, указанных на схеме, коэффициент усиления канала дополнительной обработки должен быть равен 21,6. Необходимое усиление устанавливается подстроечным резистором *R16*, который регулирует коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи неинвертирующего усилителя.

Ограничитель амплитуды, выполненный на диодах *V4* и *V5*, уменьшает перегрузку входа сумматора *A1*

при возможном превышеиии выходным сигналом, поступающим с микросхемы *A2*, нормального уровня. Превышение обусловлено инерционностью выпрямителя (*V7, V8*) при очень быстрых изменениях входного сигнала. Возиикающие при этом нелинейные искажения на слух практически незаметны, так как добавочный сигнал достаточно мал по сравнению с сигналом в основном канале.

В режиме воспроизведения сигнал напряжением 250 мВ (его устанавливают подстроечным резистором *R2*) с линейного выхода магнитофона поступает на вход основного канала, а с его выхода — на вход усилителя. В канал дополнительной обработки сигнал подается с выхода сумматора основного канала. Так как этот сигнал инвертирован относительно входного линейного сигнала, то после суммирования результирующее напряжение оказывается уменьшенным и при малых уровнях коэффициент усиления шумоподавителя на 10 дБ меньше, чем для сигнала с номинальным уровнем.

На рис. 2 представлено семейство амплитудно-частотных характеристик при разных уровнях входного сигнала. На рис. 3 изображены амплитудные характеристики шумоподавителя в режимах записи и воспроизведения, а также сквозная, имеющая малую нелинейиость.

В устройстве примеиены постоянные резисторы МЛТ-0,125, подстроечные резисторы СПЗ-16 (*R2, R11, R16* и *R21*), конденсаторы КЛС (*C2, C4, C5, C6, C7, C9*), КМ (*C10, C12*), К50-6 (*C1, C3, C8, C11*).

Сопротивления резисторов *R1* и *R2* выбирают из условия согласования с выходными сопротивлениями соответственно источника записываемых сигиалов и усилителя воспроизведения. Транзистор *V2* (КП 103 Л) желательно подобрать по напряжению отсечки, которое должно быть в пределах 2,6—3,6 В.

Настройку шумоподавителя начинают с проверки соответствия режимов по постоянному току указанным на схеме значениям. Затем к затвору транзистора *V1* через конденсатор емкостью 0,1 мкФ подключают генератор сигналов звуковой частоты, а к выходу шумоподавителя — вольтметр переменного тока. Ручки резисторов *R1* и *R2* должны быть в верхнем по схеме положении, ручки всех подстроечников — в среднем положении. На-

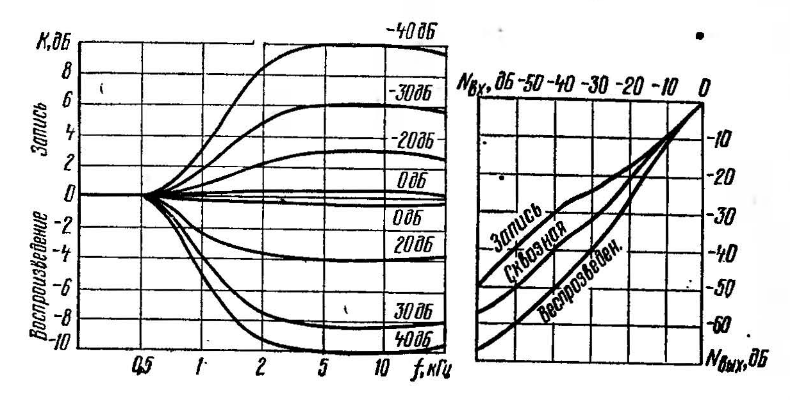


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики при разных уровнях входного сигнала

Рис. 3. Амплитудные характеристики

страивать шумоподавитель можно как в режиме записи, так и в режиме воспроизведения.

При установке в режим записи на вход подается сигнал частотой 5 кГц и напряжением 2,5 мВ, что соответствует уровню —40 дБ. При нажатой кнопке *S2* на выходе микросхемы должно быть также напряжение 2,5 мВ. После отпускания кнопки выходной сигнал возрастает. Теперь подбирается положение ручки подстроечного резистора *R11*, при котором транзистор *V2* будет закрыт и не будет наблюдаться заметного увеличения выходного сигнала. После этого с помощью подстроечного резистора *R16* устанавливают необходимый коэффициент усиления микросхемы *A2* (*K*=21), при котором на выходе шумоподавителя будет напряжение 7,9 В. Далее, подав от генератора на вход устройства номинальный сигнал 250 мВ, устанавливают подстроечником *R21* необходимый для полного открывания транзистора *V2* минимальный коэффициент усиления каскада на транзисторе *V6*. При этом выходной сигнал не должен существенно превышать 250 мВ. Отрегулировав таким образом шумоподавитель, снимают его амплитудные и амплитудно-частотные характеристики.

При работе шумоподавителя в качестве приставки к магнитофону положение ручки регулятора уровня последнего должно быть неизменным и соответствовать

входному сигналу 250 мВ. Это положение определяется экспериментально по показаниям индикатора, подавая на вход усилителя сигнал 250 мВ. В дальнейшем установку уровня записи осуществляют резистором *R1* шумоподавителя по показаниям индикатора. В режиме воспроизведения положение ручки резистора *R2* должно быть таким, чтобы с него снимался номинальный сигнал 250 мВ.

Электропривод высококачественного проигрывающего устройства с сенсорным управлением

А. ТРУШИН

В настоящее время в связи со значительным улучшением качества записи на грампластинки и звуковоспроизводящей аппаратуры актуальным становится вопрос создания высококачественных электропроигрывающих устройств (ЭПУ). Основой любого ЭПУ является система привода диска, которая определяет такие важные показатели, как коэффициент детонации и уровень рокота. В современных ЭПУ эти показатели имеют примерно следующие значения: коэффициент детонации не более 0,1%, уровень рокота — 60 дБ. Для снижения уровня рокота ЭПУ используют низкооборотные двигатели (многополюсные синхронные двигатели переменного тока либо двигатели постоянного тока со схемой стабилизации частоты вращения), применение которых позволяет резко уменьшить вибрации, связанные с вращением несбалансированных деталей. Кроме того, частота этих вибраций лежит много ниже самых низких частот звукового диапазона и частот, эффективно воспроизводимых акустической системой.

При разработке описываемого узла электропривода основной задачей ставилось достижение высокой стабильности и точности двух скоростей вращения диска, позволяющей обходиться без стробоскопа, и сенсорное управление всеми режимами работы. За основу принят способ фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) вра-

щения диска по сигналу опорного кварцевого генератора. Подстройка частоты вращения диска осуществляется с точностью до разности фаз между импульсами датчика частоты вращения диска и импульсами опорного кварцевого генератора, иными словами, долговременная нестабильность частоты вращения диска определяется долговременной нестабильностью частоты опорного кварцевого генератора, а кратковременная нестабильность (или детонация) — точностью изготовления датчика частоты вращения диска. Реально, учитывая ограниченную мощность двигателя и значительную инерционность диска, детонация получается еще меньшей, но тем не менее желательно изготавливать датчик частоты вращения диска возможно более точным.

Применение сенсорного управления вызвано тем, что современные магнитные головки имеют очень высокую гибкость подвижной системы, и вибрации, возникающие при срабатывании обычных переключателей, неблагоприятно сказываются на работе ЭПУ.

Структурная схема узла электропривода приведена на рис. 1

Сигнал с датчика импульсов *1* поступает на формирователь импульсов *2*, с выхода которого импульсы с частотой, пропорциональной скорости вращения диска, поступают на один из входов импульсного частотно-фазового детектора (ИЧФД) *3*, в котором происходит сравнение их частот и фаз с опорными импульсами. С выхода ИЧФД сигнал в виде последовательности широтно-модулированных импульсов, следующих с частотой, равной опорной, поступает на схему управления двигателем *4*. Здесь выделяется постоянная составляющая импульсов ИЧФД, усиливается и подается на двигатель постоянного тока, тем самым замыкая кольцо обратной связи. Опорный сигнал формируется из сигнала опорного кварцевого генератора *5* делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД) *6*. Блок сенсорного управления *7* обеспечивает необходимые переключения в схеме ДПКД *6* и схеме управления двигателем *4* для получения двух скоростей вращения диска и управления микролифтом *8*.

В описываемом электроприводе используется магнитный датчик частоты вращения диска, который конструктивно представляет собой стальную шестерню,

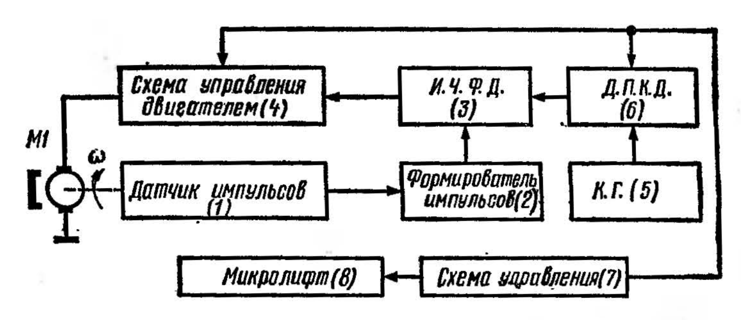


Рис. 1. Структурная схема электропривода

имеющую 300 зубьев, и катушку, в качестве которой используется переделанная магнитная система реле РЭС-15.

Расположение магнитного датчика относительно шестерни и способ переделки реле показаны на рис. 2. Выбор количества зубьев магнитного датчика произволен, но есть и ограничения, связанные с тем, что при уменьшении количества зубьев уменьшается частота следования импульсов (при заданной скорости вращения), что затрудняет выделение постоянной составляющей из сигнала ИЧФД. При увеличении же числа зубьев частота возрастает, но одновременно возрастает и коэффициент усиления в петле ФАПЧ, что усложняет получение устойчивой работы. Допустимым можно считать усиление в петле ФАПЧ не более 80—100 дБ.

Коэффициент усиления в петле ФАПЧ определяется выражением

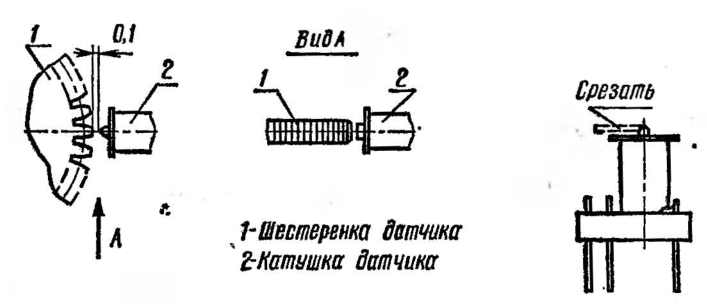


Рис. 2. Конструкция датчика скорости вращения диска

$$K = 20 \lg 2\pi U_{\text{фд}_{max}} \cdot K_{\text{су}} \cdot K_{\text{дв}} \text{ [дБ]},$$

где $U_{\text{фд}_{max}}$ — максимальное напряжение на выходе фазового детектора;

$K_{\text{су}}$ — коэффициент усиления схемы управления двигателем;

$K_{\text{дв}}$ — коэффициент передачи системы двигатель — диск в Гц/В.

В описываемой схеме фазовый детектор построен на логических микросхемах, следовательно, максимальное напряжение на его выходе составляет около 4 В. Диск вращается со скоростью 45,11 об/мин при напряжении на двигателе 6 В, что определено экспериментально в реальной конструкции. При 300 зубьях на датчике частота следования импульсов составляет около 250 Гц. Следовательно, $K_{\text{дв}}=42$ Гц/В. Далее, задавшись условием, что при нормальной работе системы без нагрузки напряжение на выходе ИЧФД составляет половину максимального (после фильтра) и равно 2 В, получим $K_{\text{су}}=3$ (чтобы обеспечить на двигателе напряжение 6 В). Выбор выходного напряжения ИЧФД, соответствующего середине его характеристики, обусловлен тем, что при колебательном характере установления частоты вращения в системе не происходило срыва слежения. Таким образом, усиление в петле ФАПЧ для описываемого привода равно

$$K = 20 \lg 6{,}28 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 42 = 20 \lg 3160 = 70 \text{ дБ}.$$

Передаточное отношение выбрано около 10 с тем, чтобы при скорости 33,33 об/мин скорость вращения двигателя была около 300 об/мин. Выбирать скорость вращения двигателя меньшей нежелательно, так как у коллекторных двигателей может проявиться неравномерность вращения.

Определив количество зубьев датчика, можно перейти к определению требований к ДПКД и кварцевому генератору.

При $n = 300$ (число зубьев датчика) и скорости вращения диска $N = 33{,}33$ об/мин период T_{33} между соседними импульсами равен

$$T_{33} = \frac{60}{N \cdot n} = \frac{60}{33{,}33 \cdot 300} = 0{,}006 \text{ с},$$

$$T_{33} = 6000 \text{ мкс.}$$

При скорости вращения диска N=45,11 об/мин период между импульсами T_{45} равен

$$T_{45} = \frac{60}{N \cdot n} = \frac{60}{45{,}11 \cdot 300} 0{,}00443361 \text{ с},$$

округляя с точностью до 1 мкс, получим

$$T_{45} = 4434 \text{ мкс.}$$

Таким образом, при частоте кварцевого геиератора, равной 1 МГц (период 1 мкс), необходимо, чтобы ДПКД обеспечивал коэффициенты деления на 6000 и на 4434. Так как для скорости 33,33 об/мин период получился целым, то и точность установки скорости будет определяться точностью кварцевого генератора.

Для повышения точности системы информация об отклонении скорости вращения диска от номинальной выделяется, как было уже отмечено ранее, с помощью фазового детектора.

Постоянная составляющая сигнала фазового детектора выделяется с помощью фильтра нижних частот. В описываемой схеме применен активный фильтр второго порядка. С учетом инерционности диска, которая сказывается иа частотах, равных долям герца (в описываемом приводе она равна 0,3 Гц), суммарная характеристика системы диск-фазовый детектор-фильтр получается четвертого порядка. Системы четвертого порядка при охвате обратной связью неустойчивы, поэтому для обеспечения должной устойчивости необходимо вводить специальное корректирующее звено. Кроме того, переходная характеристика таких систем имеет колебательный характер. Параметры колебательного процесса (перерегулирование, длительность установления) зависят от параметров корректирующего звена.

При расчете описываемого электропривода принимались следующие параметры переходного процесса: максимальное перерегулирование не более 30%, длительность переходного процесса не более 0,6—0,7 с. Длительность переходного процесса должна занимать не более половины длительности одного оборота на большей скорости.

Для определения параметров корректирующего зве-

на необходимо измерить частоту среза системы двигатель-диск, которая определяется по времени разгона диска до скорости, равной 0,9 от установившегося значения. Частота среза (ω_1) системы двигатель-диск (далее просто частота среза диска) определяется следующим образом:

$$\omega_1 = \frac{3}{t} [c^{-1}].$$

Для повышения точности желательно провести несколько опытов и для расчета приять среднее значение. В описываемом электроприводе частота $\omega_1 = 0,3$ с$^{-1}$.

Дальнейший расчет параметров корректирующего звена проводится графоаналитическим методом на поле частотных характеристик (рис. 3). Через точку $\omega = 1$ с$^{-1}$ и $K = 70$ дБ проводят прямую *1* с наклоном 20 дБ/дек. Эта прямая соответствует характеристике фазового детектора. Через точку прямой *1*, соответствующей частоте ω_1 (частота среза диска), проводим прямую *2* с наклоном 40 дБ/дек, что соответствует суммарной характеристике фазового детектора и диска. Прямая *2* пересекает ось частот с наклоном 40 дБ/дек. Для того чтобы систему с такой частотной характеристикой охватить обратной связью, необходимо применять корректирующие звенья. Чтобы перерегулирование не превосходило 30%, достаточно, чтобы частотная характеристика системы пересекала ось частот с наклоном 20 дБ/дек и протяженность этого участка составляла ± 15 дБ. Через точку прямой *2*, соответствующей усилению +15 дБ и $\omega_2 = 13$ с$^{-1}$, проводим желаемую частотную характеристику с наклоном 20 дБ/дек. Запас по усилению в отрицательной области ограничиваем на уровне — 8 дБ при частоте $\omega_3 = 200$ с$^{-1}$. Подобное ограничение вызвано тем, что при скорости спада частотной характеристики активиого фильтра за частотой среза (ω_3), равной 60 дБ/дек или 18 дБ/окт, для увеличения степени фильтрации импульсов с датчика скорости вращения диска, следующих на меньшей скорости с частотой, равной $\omega_4 = 1000$ с$^{-1}$, желательно иметь частоту ω_3, отстоящую от ω_4 вниз на 2—3 октавы. Частотная характеристика корректирующего звена и активного фильтра *4* получается как разность характеристики *2* и желаемой характеристики *3*. Частота среза ($\omega_{ср}$)

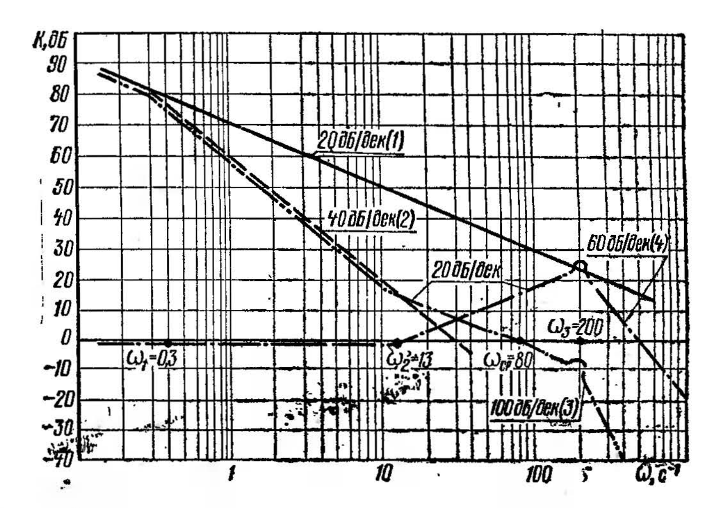


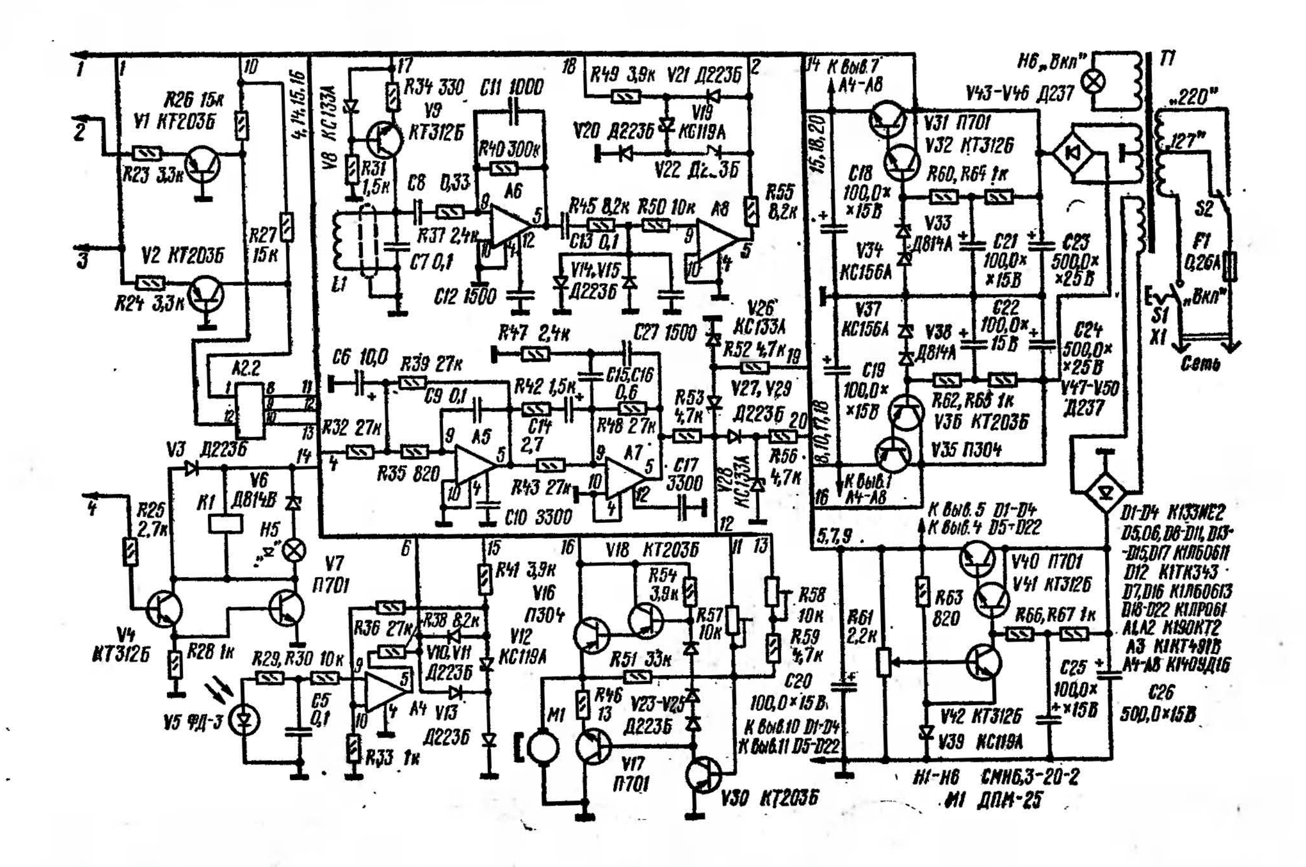
Рис. 3. Частотные характеристики к расчету корректирующего звена

системы, получаемая как частота, при которой характеристика 3 пересекает ось частот, в данном случае равна $\omega_{ср} = 80$ с$^{-1}$. Длительность переходного процесса ($t_{рег}$) связана с частотой среза следующей зависимостью:

$$t_{рег} \approx \frac{4\pi}{\omega_{ср}}$$

и в данном случае составляет $t_{рег} = 0{,}16$ с, что удовлетворяет поставленному ранее условию. В описываемом узле электропривода корректирующее звено состоит из двух активных фильтров, выполненных на микросхемах *А5*, *А7* (рис. 4), и пассивного пропорционально-дифференцирующего фильтра. Для увеличения запаса по фазе, при меньшем запасе по усилению, добротность активного фильтра выбирается $Q_ф > 1$, в данном случае $Q_ф = 3$, при котором переходная характеристика активного фильтра носит еще не колебательный характер.

На микросхеме *А5* выполнен активный фильтр нижних частот второго порядка, основное назначение которого — фильтрация напряжения с частотой датчика скорости вращения диска. Этот фильтр создает спад частотной характеристики (см. рис. 3) за частотой ω_3 с наклоном 40 дБ/дек. На микросхеме *А7* собран активный фильтр нижних частот первого порядка, который



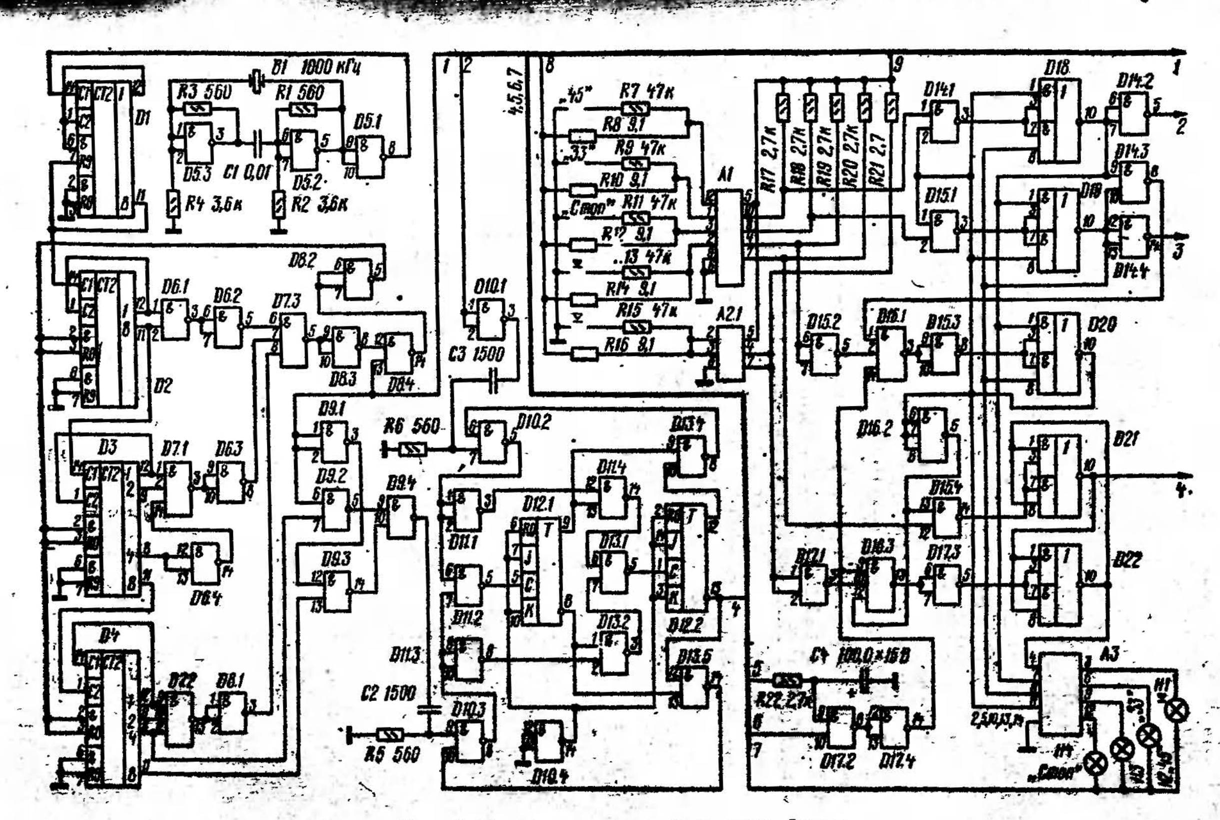


Рис. 4. Принципиальная схема устройства

после частоты ω_3 обеспечивает спад частотной характеристики до 20 дБ/дек. Между фильтрами на микросхемах *A5, A7* включен пассивный пропорционально-дифференцирующий фильтр, который формирует участок частотной характеристики *4* между частотами ω_2 и ω_3 с наклоном 20 дБ/дек.

Отфильтрованный и скорректированный сигнал с выхода активного фильтра на микросхеме *A7* поступает на двусторонний ограничитель, электронный коммутатор и усилитель мощности, нагруженный непосредственно на двигатель.

Двусторонний ограничитель выполнен на стабилитронах *V26, V28* и диодах *V27, V29.* Для улучшения характеристик ограничителя через стабилитроны задается небольшой начальный ток, определяемый резисторами *R52, R56*. Резистор *R53* ограничивает выходной ток микросхемы *A7.*

Применение ограничителя сигнала на уровне ±4 В необходимо для обеспечения нормальной работы электронного коммутатора на МОП транзисторах *A2.2*, который может коммутировать сигналы, имеющие амплитуду не более 4 В. Сигнал с выхода электронного коммутатора подается на инвертирующий усилитель с двухтактным выходом, охваченный глубокой параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. Усилитель построен на транзисторах *V16—V18, V30.* Диоды *V23—V25* служат для устранения зоны нечувствительности и установки начального тока выходного каскада. Электронный коммутатор переключает резисторы обратной связи *R57, R58* усилителя мощности, тем самым изменяя его усиление в зависимости от скорости вращения диска. Необходимость такого переключения вызвана следующим обстоятельством. При всех скоростях вращения диска желательно, чтобы фазовый детектор находился в середине своего линейного участка, что соответствует 2 В на выходе активных фильтров. Напряжение на двигателе линейно зависит от скорости его вращения и в данном случае составляет около 5 В при скорости 33 об/мин и 6 В — при 45 об/мин, поэтому для поддержания постоянного напряжения на выходе фазового детектора необходимо изменять коэффициент усиления усилителя мощности. Для уменьшения времени разгона диска усилитель мощности питается повышен-

ным напряжением, снимаемым с фильтрующего конденсатора *C24* до стабилизатора.

Формирователь импульсов датчика скорости вращения построен на транзисторе *V9* и микросхемах *A6, A8.* Катушка датчика импульсов *L1* питается от источника тока на транзисторе *V9.* При вращении стальной шестерни около сердечника катушки периодически происходит изменение магнитного сопротивления цепи, что вызывает появление переменного напряжения на обмотке. Для уменьшения высокочастотных наводок катушка датчика шунтирована конденсатором *C7.* Переменное напряжение с катушки датчика через конденсатор *C8,* образующий с входным сопротивлением усилителя фильтр верхних частот, ослабляющий влияние пульсаций с частотой сети, подается на инвертирующий усилитель на микросхеме *A6* и далее на диодный ограничитель на диодах *V14, V15.* Резистор *R45* совместно с конденсатором *C13* образует фильтр верхних частот. Конденсаторы *C11, C27* служат для уменьшения высокочастотных наводок. Ограниченный диодами *V14, V15* сигнал подается на вход компаратора, выполненного на микросхеме *A8,* и далее через ограничительный резистор *R55* на диодный ограничитель на элементах *V19—V22, R49.* Диодный ограничитель служит для согласования двухполярного выходного напряжения микросхемы с входными напряжениями логических микросхем.

Датчик автостопа представляет собой компаратор на микросхеме *A4* с диодным ограничителем, аналогичным примененному в тракте формирователя импульсов датчика скорости вращения. На неинвертирующий вход компаратора подается небольшое положительное смещение с делителя *R36, R33,* поддерживающее на выходе компаратора положительный уровень. При подходе тонарма к выходным канавкам пластинки и освещении фотодиода положительное напряжение, развиваемое им, приложенное к инвертирующему входу компаратора через элементы *R29, R30, C5,* вызывает появление на выходе компаратора логического 0, и следовательно срабатывание остальных узлов проигрывателя.

Кварцевый генератор собран на элементах «2И—НЕ» *D5.1—D5.3* и представляет собой автоколебательный мультивибратор, емкость одного из плеч которого за-

менена кварцевым резонатором. Резисторы *R1—R4* служат для обеспечения работы элементов *D5.2, D5.3* в усилительном режиме. Элемент *D5.1* служит в качестве развязки между кварцевым генератором и последующей схемой. Сигнал с выхода кварцевого генератора поступает на делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), который, как было определено ранее, должен обеспечивать коэффициенты деления 6000 и 4434. Для упрощения ДПКД целесообразно выделить наибольшее общее кратное заданных коэффициентов деления, в данном случае — 6. ДПКД состоит из постоянного делителя на 6 и делителя, который должен обеспечивать коэффициенты деления 1000 и 739 (рис. 5). ДПКД строится на микросхемах К133ИЕ2, представляющих собой делитель с коэффициентом деления на 10, и имеющий две двухвходовые схемы совпадения для установки счетчика на 0 и 9. Коэффициент деления ДПКД, равный 1000, получается путем последовательного включения трех микросхем. Для получения коэффициента деления 739 необходимо охватить счетчик обратиой связью. С этой целью к счетным декадам подключаются дешифраторы, выделяющие девятый, третий и седьмой импульсы соответствующих декад, которые далее поступают на трехходовую схему совпадений. В момент появления 739 импульса на выходе схемы совпадений появляется высокий логический уровень, который через цепочку из двух последовательно включенных инверторов подается на входы установки логического нуля счетных декад и устанавливает их в 0. Далее процесс повторяется.

При подаче от схемы управления низкого логического уровня на входах декад устанавливается логический 0, и ДПКД работает с коэффициентом деления 1000. Так как последняя декада ДПКД работает с коэффициентом деления 7 и 10, то выходные сигналы приходится снимать с разных выходов микросхем. Это связано с тем, что при коэффициенте деления на 7 состояние старшего разряда микросхемы не меняется, как это происходит в случае деления на 10. Поэтому одновременно с изменением коэффициента деления ДПКД необходимо переключать выходы последней декады.

В описываемой схеме делитель на 6 построен на мик-

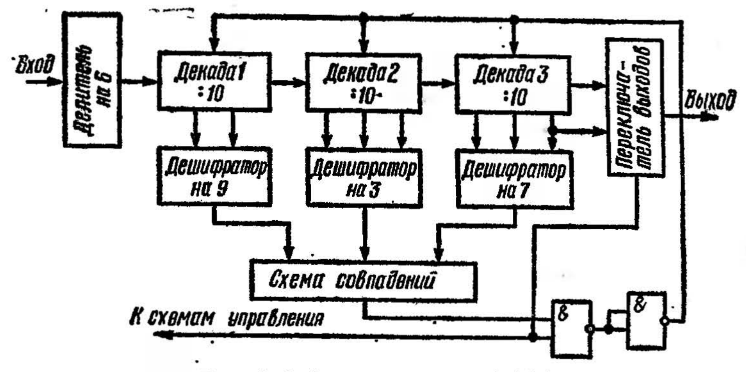


Рис. 5. Структурная схема ДПКД

росхеме *D1* путем охвата ее обратной связью по входам установки «9» с выходов *«1»* и *«8»*.

Как было отмечено ранее, для создания ДПКД с коэффициентом деления 739, необходимо организовать дешифраторы на девятый, третий и седьмой импульсы соответственно для первой, второй и третьей декад.

Для выделения девятого импульса достаточно подать на двухвходовую схему совпадений импульсы с выходов *«8»* и *«1»* микросхемы. Первая декада ДПКД выполнена на микросхеме *D2*. Дешифратор выполнен на элементе *D6.1* «2И — НЕ». Так как описываемая схема строится на элементах «И — НЕ», которые инвертируют сигнал, то на выходе дешифратора необходимо применить инвертор, в качестве которого используется элемент *D6.2* «2И — НЕ». Таким образом, при поступлении на вход первой декады ДПКД девятого импульса на выходе микросхемы *D6.2* будет логическая 1, которая далее поступает на один из входов элемента *D7.3* «3И — НЕ», который совместно с инвертором *D8.3* выполняет функции трехвходовой схемы совпадений. Для выделения третьего импульса необходимо подать на трехвходовую схему совпадений импульсы с выходов *«1»* и *«2»* и инвертированный импульс с выхода *«8»*. Вторая декада ДПКД выполнена на микросхемах *D3, D7.1, D6.3, D6.4*.

Для выделения седьмого импульса необходимо на трехвходовую схему совпадений подать сигналы с выходов *«1»*, *«2»* и *«4»*. Третья декада ДПКД выполнена на микросхемах *D4, D7.2, D8.1*. При поступлении 739

импульса на выходе инвертора схемы совпадений *D8.3* появляется логическая 1, которая через два последовательно включенных инвертора *D8.4, D8.2* подается на входы установки в ноль микросхем *D2—D4*. Далее цикл работы повторяется до прихода 739 импульса. При подаче на второй вход элемента *D8.4* логического 0 со схемы управления на входы установки в 0 микросхем *D2—D4* подается логический 0, и ДПКД работает как три последовательно включенных делителя на 10, обеспечивая суммарный коэффициент деления 1000.

Переключатель выходов третьей декады ДПКД выполнен на микросхеме *D9* и работает следующим образом. При подаче со схемы управления логического 0 на вход элементов *D9.1* и *D9.2* блокируется передача сигнала с выхода «*4*» микросхемы *D4* и разрешается передача импульсов с выхода «*8*» микросхемы *D4* через элементы *D9.3* и *D9.4*. Выходом переключателя является выход элемента *D9.4*. При подаче со схемы управления логической 1 разрешается прохождение сигнала с выхода «*8*» микросхемы *D4* через элементы *D9.2, D9.4*, так как на втором входе элемента *D9.2* в это время формируется сигнал логической 1. Сигнал с выхода переключателя выходов через дифференцирующую цепочку *C2, R5* поступает на вход ИЧФД. На другой вход ИЧФД через элемент *D10.1* и дифференцирующую цепочку *C3, R6* поступает сигнал с выхода формирователя импульсов датчика скорости вращения диска. ИЧФД функционирует по следующему закону. Например, если частота импульсов с датчика скорости вращения диска более чем в два раза меньше частоты следования опорных импульсов, то на выходе ИЧФД будет логическая 1, и двигатель переходит в режим разгона. При равенстве частот датчика и опорной ИЧФД работает как обычный фазовый детектор на триггере с раздельными счетными входами, формируя широтно-модулированные импульсы с частотой, равной опорной, скважность которых зависит от сдвига фаз между импульсами с датчика и опорными. В этом режиме происходит управление скоростью вращения диска. Когда частота следования импульсов датчика превышает частоту следования опорных импульсов, на выходе ИЧФД появляется логический 0, и двигатель переходит в режим торможения. Применение ИЧФД позволяет избежать синхронизацию

скорости вращения диска на частотах, кратных опорной, что может служить при применении обычного фазового детектора.

Управление всеми режимами работы электропроигрывающего устройства осуществляется при помощи схемы сенсорного управления, построеиной на микросхемах *A1, A2, A3, D14—D22.*

Для удобства пользования ЭПУ схема сенсорного управления выполняет следующие функции: включает и выключает привод диска, переключает скорости вращения диска, управляет подъемом и опусканием тонарма с индикацией выполняемой функции. При подаче на схему напряжения питания и срабатывании автостопа происходит автоматическая установка схемы сенсорного управления в режимы *«Стоп»* и *«Тонарм поднят»*. При ручном переключении схемы в режим *«Стоп»* обеспечивается одновременный подъем тонарма и блокировка его опускания.

В описываемой схеме сенсорное управление построено по принципу использоваиия кожной проводимости. В качестве чувствительного элемента используются полевые транзисторы, входящие в состав микросхемы четырехканального коммутатора К190КТ2. Применение этой микросхемы вызвано тем, что транзисторы, в нее входящие, имеют встроенную защиту от пробоя статическим электричеством. В исходном состоянии на затворы полевых транзисторов микросхем *A1, A2.1* через резисторы *R8, R10, R12, R14, R16* подается потенциал —12 В, который открывает полевые транзисторы, так как их истоки заземлены.

При этом на стоках полевых транзисторов и, следовательно, на входах подключеиных к ним логических элементов *D14.1, D15.1, D15.2, D15.4, D17.1* формируется низкий логический уровень. При прикосновении к контактам сенсорной площадки между одним из резисторов *R8, R10, R12, R14, R16* и сопротивлением кожи образуется делитель, что приводит к увеличению потенциала на затворе транзистора до величины, большей пороговой (—4 В), соответствующий траизистор закрывается, и на стоке формируется высокий логический уровень, что приводит к срабатыванию схемы. Для управления режимами *«33», «45»* и *«Стоп»* служит трехстабильный триггер иа микросхемах *D18—D20*, который

работает следующим образом. При подаче на один из входов триггера логического 0, что происходит при срабатывании сенсорной ячейки, на соответствующем выходе триггера формируется логическая 1, а на остальных — логические 0. Для установки триггера в режим *«Стоп»* после включения питания и срабатывания автостопа служит цепочка из элементов *D17.2, D17.4, D16.1, D15.3* и *R22, C4*. При включении питания напряжение иа конденсаторе *C4* устанавливается с задержкой, достаточной для срабатывания схемы и установки триггера в режим *«Стоп»*. Одновременно происходит установка двухстабильного триггера управления микролифтом на микросхемах *D21, D22* в режим *«Тонарм поднят»*, через элементы *D16.3, D17.3*.

В режиме *«Стоп»* логическая 1 с выхода микросхемы *D20* после инвертирования элементом *D16.2* блокирует срабатывание триггера управления микролифтом. На выходах элементов *D14.2, D14.4* при этом существуют логические 1, что приводит к одновременному отпиранию транзисторов *V1* и *V2* схемы управлеиия коммутатором *A2.2*. При этом вход усилителя мощности отключен от выхода активного фильтра, и напряжение иа двигателе отсутствует.

При переходе схемы в режим *«33»* или *«45»* на выходе микросхемы *D20* формируется логический 0, который снимает блокировку с триггера управления микролифта, одновременно закрывает соответствующий транзистор *V1* или *V2*, что приводит к подключению входа усилителя мощности к выходу активного фильтра, и двигатель начинает вращаться. Вторые входы элементов *D14.1, D15.1* подключены к выходу микросхемы *D20*. Это обеспечивает блокировку переключения скоростей вращения диска, минуя режим *«Стоп»*. Так как при этом микролифт поднимает тонарм, то исключается неприятный эффект, вызываемый изменением тональности звука при изменении скорости проигрывания. При помощи элемента *D14.3* обеспечивается перевод схемы в режим *«Стоп»* при одновременном касании сенсорных ячеек *«33»* и *«45»*. Индикация включенного режима работы ЭПУ осуществляется лампочками накаливания *H1—H4*, которые управляются коммутатором на микросхеме *A3*. Конструктивно сенсорные ячейки выполнены на основании из цветной прозрачной пластмассы, под которой и

помещены соответствующие лампочки. При срабатывании триггера управления микролифтом на выходе микросхемы *D21* появляется логическая 1, при этом открывается транзисторный ключ *V4, V7*, что приводит к срабатыванию электромагнита микролифта *K1* и загоранию лампочки *H5*.

Источники питания схемы особенностей не имеют. Напряжения питания ±12 В получаются с помощью стабилизаторов на основе эмиттерных повторителей. Стабилизатор напряжения +5 В выполнен по компенсационной схеме.

Налаживание схемы сводится к юстировке положения катушки *L1* и установке скважности импульсов на выходе ИЧФД (равной 2) на каждой из скоростей вращения диска при помощи соответствующих потенциометров *R57, R58*. Юстировка катушки относительно шестеренки датчика проводится по максимуму сигнала на выходе *A1* и минимуму амплитудной модуляции. Амплитуда сигнала на выходе *A1* должна находиться в пределах 3—4 В при частоте вращения диска 33 об/мин. Уровень фона с частотой 40 или 100 Гц должен быть минимальным. Настройка скважности импульсов производится при поднятом тонарме.

Схема некритична к применяемым деталям. Цифровые микросхемы могут быть заменены на аналогичные других серий, например К155.

Счетчики, применяемые в ДПКД, должны иметь максимальную частоту счета не менее 1 МГц. Транзисторы могут быть заменены любыми аналогичными. Микросхему К190КТ2 можно заменить дискретными транзисторами КП301, включив между подложкой и затвором стабилитрон с напряжением стабилизации 18—20 В. Микросхему К1КТ491В можно заменить дискретными транзисторами с включенными ограничительными базовыми резисторами сопротивлением 1 кОм и имеющими максимальный ток коллектора больше, чем ток, потребляемый лампочками. Возможно также и применение светодиодов. Микросхемы К140УД1Б можно заменить микросхемами серий 531 или какими-либо другими при использовании соответствующей коррекции. Силовой трансформатор должен обеспечивать напряжение 6,3 В, сила тока 50 мА, напряжение 2×15 В, сила тока 50 мА, 5 В — сила тока 0,5 А.

АВТОМАТИКА В БЫТУ

Цветомузыкальная приставка

С. ГАВРИЛИН

Вниманию читателей предлагается тиристорная цветомузыкальная приставка с фазовым управлением, состоящая из трех идентичных каналов, нагруженных каждый на свою лампу: красную, синюю и зеленую. В состав каждого канала входят два гальванически развязанных блока: силовой (рис. 1), осуществляющий непосредственное изменение яркости свечения своей лампы, и блок управления (рис. 2), вырабатывающий для своего частотного интервала управляющий сигнал. Питание управляющих блоков осуществляется от одного

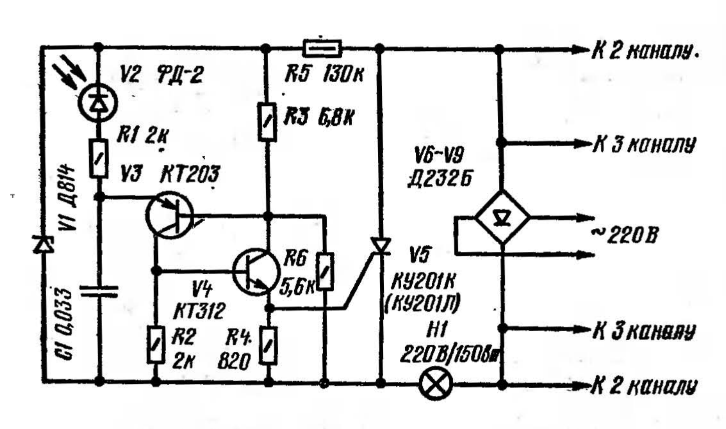


Рис. 1. Принципиальная схема силового блока

низковольтного источника на диодах *V6—V9*, питание силовых блоков — также от одного источника на диодах *V6—V9* (см. рис. 1).

Коммутирующим элементом в силовом блоке является тиристор *V5* с обратным напряжением 300 В, силой рабочего тока 10 А и прямым допустимым напряжением 300 В. Он работает в режиме управляемого ключа и обеспечивает подачу напряжения на лампу *H1*. Выпрямитель на диодах *V6—V9* собран по мостовой схеме и позволяет использовать тиристор в обоих полупериодах сетевого напряжения и тем самым удвоить полезную мощность в нагрузке.

Управляя моментом включения тиристора в пределах полупериода от 0 до 10 мс, можно изменять мощность, выделяемую в лампе, а следовательно, и яркость ее свечения от нуля до максимальной величины. Это происходит потому, что ток через лампу *H1* протекает в каждом полупериоде только от момента включения тиристора до момента его выключения в конце полупериода, когда аиодное напряжение равно нулю. Включение тиристора производится положительным импульсом с эмиттера транзистора *V4*, фазовая задержка появления которого обусловлена зарядом конденсатора *C1* через токозадающий фотодиод *V2*.

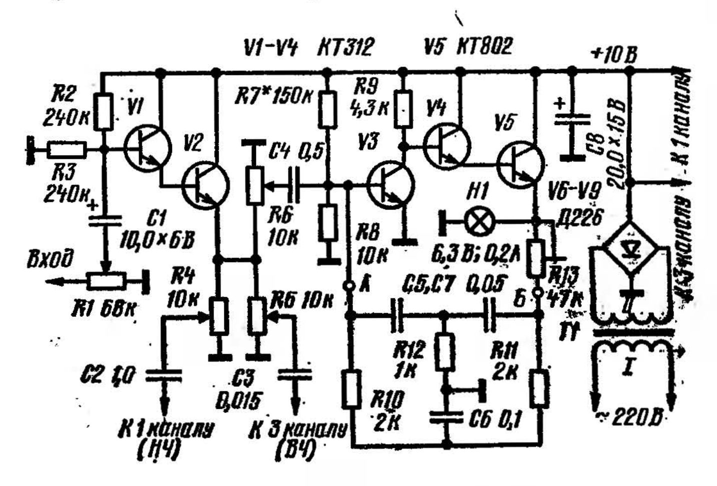


Рис. 2. Принципиальная схема блока управления среднечастотного (второго) канала

В исходном состоянии при прохождении сетевым напряжением нулевого уровня конденсатор *C1* разряжен и обеспечивает напряжеиие, запирающее транзистор *V3* (между его эмиттером и базой), что, в свою очередь, приводит к запиранию транзистора *V4*. Когда в результате заряда конденсатора *C1* потенциал эмиттера *V3* превысит потенциал базы, задаваемый резистивиым делителем *R3R6*, транзистор *V3* откроется, а это повлечет за собой открывание транзистора *V4*. Дополнительное падение напряжения на резисторе *R3* от коллекторного тока транзистора *V4* поиизит потенциал базы транзистора *V3*, что приведет к его еще большему открыванию. В схеме возникает лавинообразный процесс. В результате на резисторе *R4* эмиттерным током транзистора *V4* сформируется положительиый импульс, запускающий тиристор *V5*, а конденсатор *C1* будет разряжен через открытый траизистор *V3* на резистор *R2*. Схема возвращается в исходное состояние, которое продлится до выключения тиристора в момент прохождения сетевым напряжением нулевого уровня, то есть до начала следующей полуволны. При включенном тиристоре напряжение питаиия транзисторов *V3* и *V4* составляет примерно 0,4 В, что недостаточно для возобновления активных процессов в схеме.

В блоке управления входной сигнал через регулятор уровня (резистор *R1*) поступает на общий для всех каналов эмиттерный повторитель, собранный для увеличения входного сопротивления на составном транзисторе *V1* и *V2*. Далее сигнал через дополнительные регуляторы уровня *R4—R6* поступает на избирательные усилители, отличающиеся друг от друга частотами настройки цепей отрицательной обратной связи.

В исходном состоянии (без сигнала) транзистор *V3* (за счет соответствующего выбора сопротивления делителя *R7R8*) открыт и насыщен, на лампе *H1* будет нулевое напряжение, и она не горит.

При подаче низкочастотного сигнала на вход усилителя и при отключенной цепи отрицательной обратной связи (точки *А* и *Б* свободны) положительные полуволны сигнала не измеият состояния схемы, так как транзистор *V3* насыщеи. Отрицательные же полуволны сигнала приведут к запиранию транзистора *V3* и повышению потенциала его коллектора. В результате среднее

значение напряжения на лампе увеличится, и она загорится. Яркость ее свечения будет пропорциональна среднему уровню входного сигнала. Эмиттерный повторитель на составном транзисторе *V4* и *V5* обеспечит необходимый коэффициент усиления по току.

Двойной Т-мост на элементах *R10—R12, C5—C7*, подключаемый к точкам *А* и *Б*, создает цепь частотно-зависимой отрицательной обратной связи. На частотах, близких к квазирезонансной, коэффициент передачи моста крайне мал, следовательно, будет мало и его влияние на коэффициент усиления усилителя. На частотах, сильно отличающихся от квазирезонансной, коэффициент передачи моста велик, будет большой и отрицательная обратная связь, обусловленная им, а это, в свою очередь, резко уменьшит коэффициент усиления усилителя и ослабит яркость горения лампы. Таким образом, при одном и том же входном сигнале лампа *H1* гореть будет ярче на частотах, близких к квазирезонансной. Диапазон частот, соответствующих примерно одинаковой яркости свечения лампы, зависит от величины сопротивления резистора *R13*, влияющего на добротность двойного Т-моста. При его максимальной величине область этих частот будет больше.

Положение движка резистора *R13* так же, как и положение движков резисторов *R4—R6*, подбирается экспериментально после изготовления и запуска всей схемы. На схеме, приведенной на рис. 2, указаны значения элементов двойного Т-моста для средних частот. Для низких и высоких частот значения сопротивлений резисторов остаются теми же, а емкости конденсаторов представлены в таблице.

Питание всех блоков управления осуществляется одним источником постоянного напряжения + (8—12) В, в котором применена мостовая схема выпрямления на диодах *V6—V9* с емкостным фильтром на конденсаторе

Частоты	Емкости конденсаторов, мкФ		
	C5	*C6*	*C7*
Низкие	0,5	1,0	0,5
Высокие	0,015	0,03	0,015

C8. Можно использовать любой маломощный силовой или накальный трансформатор мощностью не меньше 10 Вт с напряжением на вторичной обмотке (6—10) В.

Конструктивные особенности приставки. Диоды *V6*—*V9* силового блока необходимо установить на радиаторы с полезной площадью не менее 100 см² каждый, а тиристоры — на один общий радиатор с полезной площадью не менее 250 см². Три пары фотодиод-накальная лампа следует поместить в три отдельных светонепроницаемых цилиндра. Расстояние между стеклянным баллоном лампы и светочувствительным слоем около 1 см. Для лучшего охлаждения ламп в дне и потолке цилиндра желательно сделать по отверстию диаметром 3 мм, увеличивающему воздухообдув.

Переменные резисторы можно взять СП 3-12а, неполярные конденсаторы — МБМ, КЛС или КМ-5, электролиты любых типов.

Конструкция цветового экрана — произвольная, по желанию изготовителя, но можно предложить следующее решение. В коробке размером 1500 × 1000 × 250 мм, передняя сторона которой закрыта матовым стеклом (1500×1000 мм), размещаются три группы цветных ламп на общую мощность в группе не более 150 Вт красного (для низких частот), зеленого (для средних частот) и синего цвета (для высоких частот). Их местоположение определяется экспериментально. В эту коробку желательно поместить две маломощные, например по 25 Вт, лампы, постоянно включенные в сеть для создания общего фона, окраска которого подбирается по желанию изготовителя.

Полуавтомат для печати

Ю. БЛОХИН

Предлагаемое устройство может быть полезно для объективного определения экспозиции и ее точной выдержки при печатании фотоснимков, особенно в случаях работы с негативами разной плотности, когда будут

различными значения экспозиций или при тиражировании фотоснимков, когда требуется постоянная выдержка. Материал статьи рассчитан на фотолюбителя, имеющего некоторый опыт конструирования радиоаппаратуры.

Для удобства работы все устройство смонтировано в коробке, прикрепляемой снизу к столу фотоувеличителя. Органы управления выведены на переднюю, обращенную к фотолюбителю, сторону, а индикаторные лампочки и миллиамперметр с силой тока полного отклонения не более 20 мА расположены на задней стороне фотоувеличителя. Фоторезистор и кнопка *«Установка диафрагмы»* помещены в выносной головке. Для подсветки шкалы в корпус миллиамперметра вмонтированы две малогабаритные лампочки, а прозрачное стекло закрыто красным плексигласом.

Работа с прибором начинается с установки нужной освещенности фотобумаги по показаниям миллиамперметра, включаемого в схему фотоэкспонометра при нажатии кнопки *«Установка диафрагмы»*. Поместив окно фоторезистора на наиболее освещенный сюжетно важный участок негативного изображения, добиваются с помощью диафрагмирования светового потока установки стрелки миллиамперметра в среднее положение шкалы, которому для каждого сорта бумаги будет соответствовать своя, определенная экспериментально в процессе настройки прибора и нанесенная на шкалу миллиамперметра выдержка. После этой операции кнопку можно отпустить. При этом включается реле времени и по его показаниям с помощью потенциометра *«Выдержка»* устанавливается необходимая выдержка, которая будет отсчитана реле с момента нажатия кнопки *«Пуск»*.

В случае недостаточной освещенности при плотном негативе используют режим «100 с», при котором увеличиваются чувствительность экспонометра и время выдержки. Теперь рассмотрим принципиальную схему полуавтомата, изображенную на рис. 1, по узлам.

Принцип работы **реле времени** основан на заряде конденсатора *C1* постоянным по величине током до определенного уровня, соответствующего окончанию выдержки. В этом случае напряжение на обкладках

конденсатора будет пропорционально времени его заряда и описывается формулой

$$U_C = \frac{I_{зар}}{C} \cdot t,$$

где U_C — напряжение на конденсаторе, В;
$I_{зар}$ — сила зарядного тока, А;
t — время заряда, с;
C — емкость конденсатора, Ф.

По этой формуле можно определить силу зарядного тока имеющегося в наличии конденсатора при наибольшем рабочем напряжении на нем, для максимальной выдержки в заданном диапазоне. Например, для конденсатора ЭТО емкостью 400 мкФ×15 В при $U_{C max}$ = =10 В для выдержек 10 и 100 с получим силу зарядного тока 400 и 40 мкА соответственно. Генератором тока служит каскад на транзисторе *V1*, собранный по схеме с общей базой, обладающей высоким выходным дифференциальным сопротивлением. Расчетная величина зарядного тока обеспечивается эмиттерными резисторами *R2* и *R5* или *R3* и *R6*, сопротивления которых определяются по формуле

$$R_э = \frac{U_{стаб} - 0,4}{I_{зар}},$$

где $R_э$ — сопротивление в цепи эмиттера, Ом;
$I_{зар}$ — сила зарядного тока, А;
$U_{стаб}$ — напряжение стабилизации стабилитрона *V7*, В.

При использовании стабилитрона Д814А с напряжением стабилизации 7,5 В для токов силой 400 и 40 мкА потребуются резисторы сопротивлением 17 и 170 кОм соответственно. Подстроечные резисторы *R5* и *R6* компенсируют разброс параметров элементов схемы, обеспечивая необходимую установку зарядного тока.

В исходном состоянии за счет заземления нормально замкнутыми контактами *K1.1* затвора транзистора *V2* напряжение $U_{зи}$ превышает напряжение отсечки, и полевой транзистор *V2* закрыт. Так как ток стока транзистора *V2* (его сила равна нулю) создает базовый ток транзистора *V8*, то последний будет закрыт, но тогда резисторы *R13* и *R14* обеспечат насыщенный режим работы транзистора *V10*. При нажатии на кнопку *S1*

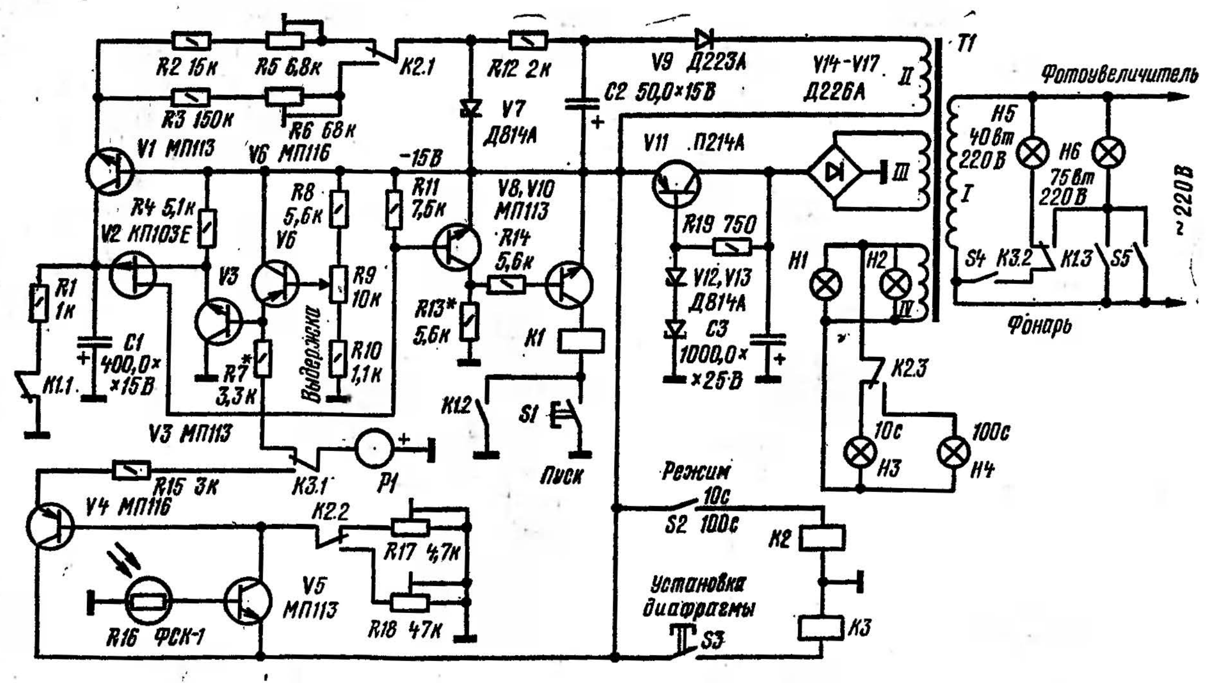


Рис. 1. Принципиальная схема полуавтомата для печати

«*Пуск*» через обмотку реле *K1* пройдет коллекторный ток и оно сработает. Его контакты *K1.2* заблокируют кнопку *S1*, контакты *K1.3* включат лампу *H6* фотоувеличителя, а контакты *K1.1* раскоротят обкладки конденсатора *C1*, что приведет к его заряду коллекторным током транзистора *V1*.

Когда потенциал затвора транзистора *V2* за счет заряда конденсатора *C1* приблизится к потенциалу истока на величину, не превышающую 0,4—0,6 В, транзистор *V2* откроется и его током стока будет открыт и насыщен транзистор *V8*. А это, в свою очередь, приведет к запиранию транзистора *V10* и обесточиванию реле *K1*. Его контакты *K1.3* разомкнут цепи питания лампы фотоувеличителя, контакты *K1.1* замкнут конденсатор на резистор *R1*, ограничивающий силу тока заряда, и установят схему в исходное состояние.

Уровень срабатывания (потенциал истока транзистора *V2*) контролируется миллиамперметром (*P1*), включенным в эмиттерную цепь транзистора *V6*. Сопротивление ограничительного резистора *R7* определяется силой тока полного отклонения имеющегося в наличии миллиамперметра. Для верхнего по схеме положения движка резистора *R9* потенциал эмиттера *V6* будет примерно 10 В, тогда при использовании миллиамперметра М4207 (с силой тока полного отклонения 3 мА) сопротивление резистора *R7* будет равно 3,3 кОм.

Эмиттерный повторитель на транзисторе *V3* уменьшает ошибку в срабатывании реле, вызванную наличием напряжеиия $U_{зи}$, равного 0,5 В, особенно в области малых выдержек, а также уменьшает влияние тока стока транзистора *V2* на стабильность потенциала эмиттера транзистора *V6*.

В фотоэкспонометре в качестве датчика, преобразующего световую энергию в электрическую, используется фоторезистор ФСК-1, сопротивление которого зависит от освещенности фоточувствительного слоя. Включенный в базовую цепь транзистора *V5* фоторезистор *R16* задает при различной освещенности соответствующие значения базового тока, а это, в свою очередь, приводит к различному падению напряжения на резисторах в цепи коллектора (*R17* или *R18*). При плотном негативе, создающем слабый световой поток, а следовательно, и малую силу базового тока, используется резистор

R18 большого номинала, при нормальном негативе — резистор *R17*. Резистор *R15* выполняет ту же роль, что и резистор *R7* в реле времени.

Включение фотоэкспонометра происходит только при нажатой кнопке *S3 «Установка диафрагмы»*. В этом случае сработает реле *K3*, которое своими контактами *K3.1* включает миллиамперметр в эмиттерную цепь транзистора *V4*, одновременно контактами *K3.2* выключает лампу *H5* фонаря и включает лампу *H6* фотоувеличителя. После отпускания кнопки схема возвращается в исходное состояние.

Недостатком данного фотоэкспонометра является большая площадь окна фоторезистора, не позволяющая использовать его при печатании негативов с мелкими деталями.

Питание электронных устройств полуавтомата осуществляется напряжением 15 В от стабилизатора, выполненного на транзисторе *V11* и опориых стабилитронах *V12* и *V13*. Сопротивление балластного резистора *R19* выбирается таким, чтобы при всех включенных реле и при минимальном значении напряжения сети сила тока через диоды *V12* и *V13* составляла 2—3 мА.

Питание цепи эмиттера транзистора *V1* осуществляется от дополнительного источника питания, в котором применена однополупериодная схема выпрямления на диоде *V9* с емкостным фильтром на конденсаторе *C2*. Резистор *R12* является балластным в цени питания стабилитрона *V7*.

Трансформатор *T1* выполнен на магнитопроводе Ш20×20 и имеет следующие намоточные данные:

Обмотка	1 — 1600	витков	ПЭЛ-0,25
»	2 — 150	»	ПЭЛ-0,1
»	3 — 150	»	ПЭЛ-0,51
»	4 — 30	»	ПЭЛ-0,74

Лампы *H1* и *H2* служат для подсветки шкалы миллиамперметра, а *H3* и *H4* подсвечивают надписи *«10 с»* и *«100 с»* соответственно. Их номинальное напряжение 6,3 В.

Тумблер *S4* предназначен для ручного включения фонаря, а тумблер *S5* — лампы *H6* фотоувеличителя. С помощью тумблера *S2* можно менять режим работы реле времени (*10 с* или *100 с*), соответственно будет меняться и чувствительность фотоэкспонометра.

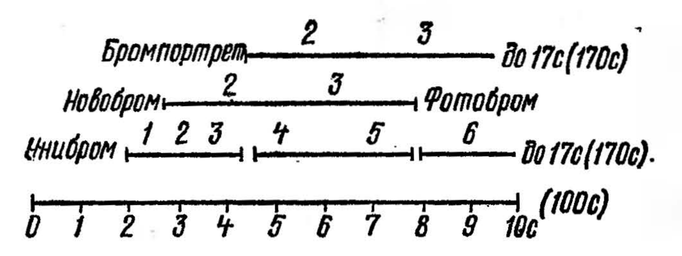


Рис. 2. Шкала миллиамперметра реле времени (числа на верхних трех шкалах обозначают номер фотобумаги, а на нижней шкале — выдержку в секундах)

Проверив правильность монтажа, приступают к настройке полуавтомата для печати.

Сначала следует убедиться в наличии напряжения питания (—15 В), проверить работу тумблеров: *S2* — по переключению ламп подсветки надписей *«10 с»* и *«100 с»*, *S4* и *S5* — по включению ламп фонаря и фотоувеличителя, а затем приступить к настройке реле времени. Для этого движок резистора *R9* ставят в верхнее по схеме положение и подбором резистора *R7* добиваются отклонения стрелки миллиамперметра на последнее деление шкалы. Затем с помощью резисторов *R5* и *R6* устанавливают выдержки в 10 и 100 с соответственно по времени горения лампы фотоувеличителя. Заряд конденсатора происходит по экспоненциальному закону, и малые значения выдержек можно отсчитывать с достаточной точностью по линейной шкале миллиамперметра. Если значения промежуточных выдержек будут сильно отличаться от показаний миллиамперметра, то следует заменить конденсатор *C1* на более добротный.

Так как каждому сорту бумаги при одной и той же освещенности будет отвечать свое время засветки, то шкалу прибора при этой освещенности можно проградуировать по типам фотобумаги в соответствии с рис. 2, полученным экспериментально. Так, например, для бумаги «Фотобром № 3» выдержка будет примерно от 5,5 с до 8 с.

Настройку фотоэкспонометра начинают с экспериментального определения эталонной освещенности отдельно для каждого диапазона, при которой в соответ-

ствии с выдержкой, установленной на шкале реле времени для имеющейся бумаги, будут получены качественные фотоснимки. Необходимо при одной и той же выдержке (например, 4 с для бумаги «Унибром № 3» в соответствии с рис. 2, диапазон *«10 с»*) сделать несколько пробных отпечатков при различных значениях диафрагмы объектива фотоувеличителя, а следовательно, и различных значениях освещенности фотобумаги.

«Эталонной» освещенностью будет та, при которой качество фотоотпечатка наилучшее. Теперь необходимо установить значение диафрагмы, соответствующее «эталонной» освещенности, и, измеряя ее фотоэкспонометром, добиться с помощью резисторов *R17* (диапазон *«10 с»*) и *R18* (диапазон *«100 с»*) установления стрелки миллиамперметра в среднее или любое другое, удобное для иаблюдения положение, находящееся во второй половине шкалы. Фотоэкспонометр готов к работе.

Для фотолюбителя, имеющего бóльший опыт в изготовлении радиотехнических устройств, можно предложить схему **усовершеиствоваиного фотоэкспонометра** с лучшими показателями, чем предыдущая, но зато и более сложную в изготовлении (рис. 3).

В качестве преобразователя световой энергии в электрическую используется фотодиод *V2* ФД-3. Малая площадь светочувствительного слоя (1×1 мм) датчика позволяет оценить световой поток от мелких сюжетно важных деталей негатива, что увеличивает точность определения выдержки и расширяет область применения фотоэкспонометра.

Но малая площадь фотодиода при имеющейся освещенности от негатива не позволяет снять с него большую электрическую мощность, а следовательно, и использовать его в режиме источника тока. При использовании фотодиода в режиме источника напряжения он развивает ЭДС от нормального негатива от $1 \cdot 10^{-5}$ до $1 \cdot 10^{-1}$ В.

Усиление столь слабых постоянных сигналов осуществляется операционным усилителем *A1* (1УТ401Б). Полевые транзисторы *V1* и *V3*, включенные по схеме истоковых повторителей, образуют дифференциальный

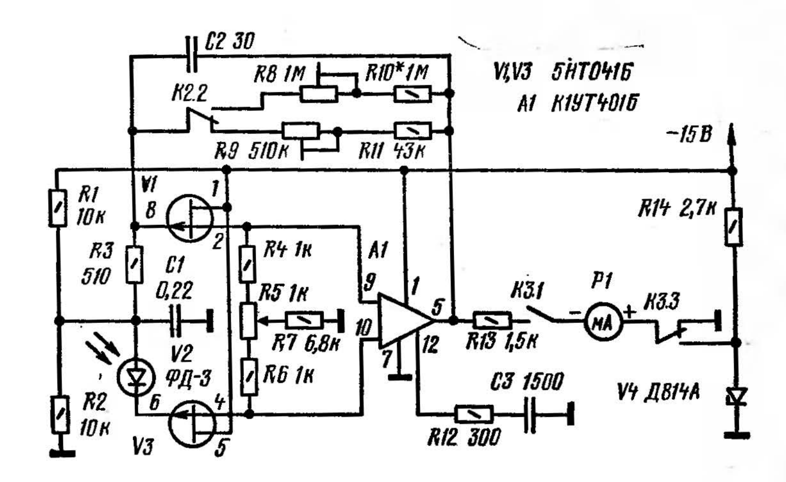


Рис. 3. Принципиальная схема усовершенствованного фотоэкспонометра

входной каскад. Их большое входное сопротивление обеспечивает работу фотодиода в режиме фотоЭДС. В схеме использована сборка полевых транзисторов 5НТ041Б, но вместо нее можно использовать и любую другую пару транзисторов КП102Ж, КП102И, КП103Ж или КП103И, желательно с идентичными выходными характеристиками. Резисторы *R1* и *R2* задают рабочую точку дифференциального каскада, а подстроечный резистор *R5* обеспечивает необходимую величину выходного сигнала операционного усилителя *A1*, о чем будет сказано ниже.

Фотодиод *V2* подключен через истоковый повторитель на транзисторе *V3* к неинвертирующему входу операционного усилителя *A1*. К инвертирующему входу через повторитель на транзисторе *V1* подключается в зависимости от режима (*«10 с»* или *«100 с»*) цепочка отрицательной обратной связи (*R3R9R11* или *R3R8R10*), задающая коэффициент усиления усилителя, который для режима *«10 с»* при нормальном негативе должен быть меньше, чем для режима *«100 с»*, когда световой поток от плотного негатива слаб. Цепочка *R12C3* и конденсатор *C2* устраняют самовозбуждение операционного усилителя.

Полярность включения фотодиода должна быть такой, чтобы создавать на затворе транзистора *V3* отрицательный потенциал. Тогда потенциал выхода операционного усилителя при наличии светового сигнала будет более отрицательным, чем при затемненном фотодиоде, когда он составляет примерно —7,5 В. Потенциал анода стабилитрона *V4* также составляет —7,5 В, поэтому при затемненном фотодиоде ток через миллиамперметр не идет.

Сопротивление дополнительного резистора *R13* выбирается исходя из условия обеспечения силы тока полного отклонения имеющегося в наличии миллиамперметра при максимально допустимом выходном напряжении операционного усилителя.

Так, например, при $I_{max} = 3$ мА и при $U_{max} = -12$В имеем

$$R_{13} = \frac{(12 - 7{,}5)\ \text{В}}{3\text{мА}} = 1{,}5\ \text{кОм}.$$

Настройку усовершенствованного экспонометра следует начинать с проверки правильности включения фотодиода по отклонению стрелки миллиамперметра. Если при засветке фотодиода она отклоняется вправо, то все нормально, если влево, то необходимо поменять полярность включения фотодиода. После этого с помощью резистора *R5* при затемненном фотодиоде устанавливают нулевое показание миллиамперметра. Теперь по «эталонной» освещенности для двух диапазонов *«10 с»* и *«100 с»* подстроечными резисторами *R9* и *R8* выставляют стрелку миллиамперметра в среднее положение. Прибор готов к работе.

Следует отметить, что с помощью этого фотоэкспонометра можно подбирать номер фотобумаги под негативы разной контрастности, для чего после установления «эталонной» освещенности фотодиод помещают на самый темный сюжетно важный участок негативного изображения, и по показаниям миллиамперметра экспериментально отградуированного в процессе настройки прибора по номерам фотобумаги осуществляют ее выбор.

Стабилизатор из лабораторного автотрансформатора

В. КОЛЬЦОВ

Необходимость иметь стабилизированное переменное напряжение в радиолюбительской практике возникает довольно часто. Осуществить стабилнзацию можно разными способами.

Уже давно известны так называемые феррорезонансные стабилизаторы, осуществляющие компенсацию изменений напряжения за счет энергии, накопленной в реактивных элементах (конденсаторе и дросселе насыщения). Именно на таком принципе построено большинство промышленных стабилизаторов для телевизоров.

В последнее время среди радиолюбителей широкое распространение получили стабилизаторы переменного напряжения с применением полупроводниковых элементов — динисторов, тринисторов, транзисторов, основные принципы работы которых — регулирование за счет изменения угла отсечки тока или за счет симметричного ограничения напряжения.

Названные типы стабилизаторов имеют свои преимущества (например, высокий коэффициент стабилизации в тринисторных схемах), однако имеют и существенные недостатки. Так, для всех перечисленных устройств характерен высокий коэффициент нелинейных искажений формы кривой выходного напряжения. Если не приняты специальные меры по фильтрации выходного напряжения, то работа таких стабилизаторов на любую нагрузку, кроме активной (лампа, нагреватель), не представляется возможной.

От перечисленных недостатков свободен предлагаемый электромеханический стабилизатор на основе лабораторного автотрансформатора (ЛАТРа), который является более простым и доступным для повторения радиолюбителями средней квалификации, чем чисто электронные схемы.

Стабилизатор дает возможность получать любое значение стабилизированного переменного напряжения от 80 до 230 В. Точность поддержания выходного напряжения несколько зависит от его номинала, но в любом

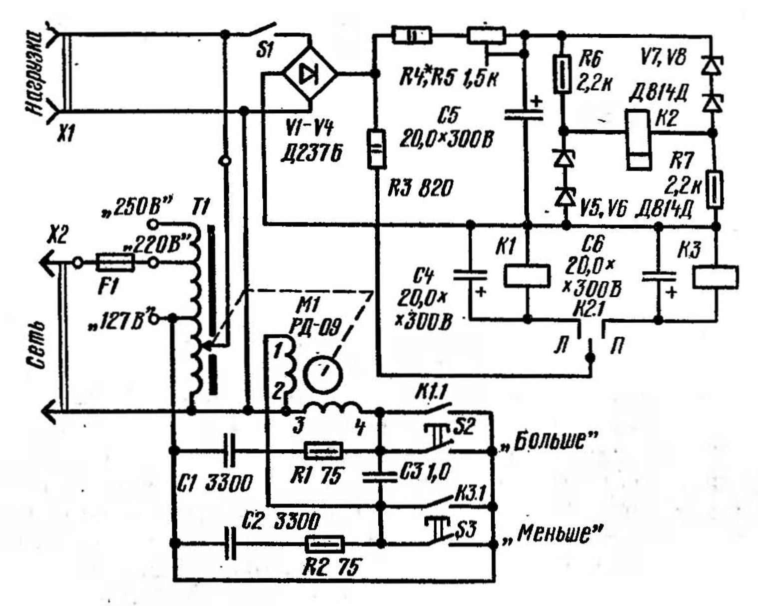


Рис. 1. Принципиальная схема стабилизатора

случае при изменении напряжения питающей сети от 50 до 250 В она не менее чем $\pm 3\%$.

Стабилизатор представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования (САР), основным элементом которой (регулирующим элементом САР) является автотрансформатор *Т1* типа ЛАТР-9А (рис. 1). Схема его включения — обычная. Стабилизированное напряжение снимается с зажимов *«Нагрузка»*. Ось вращения подвижного контакта автотрансформатора связана с вторичным валом асинхронного реверсивного электродвигателя типа РД-09 (редукция 1/670). Такой двигатель применяется в самопишущих потенциометрах ЭПП-09 и КСП-4. Обмотки возбуждения двигателя через контакты промежуточных реле *К1* и *К3* могут подключаться к выводу *«127 В»* автотрансформатора. Управление промежуточным реле осуществляется с помощью поляризованного реле *К2*, якорь которого может находиться либо в нейтральном, либо в одном из крайних положений. В нейтральном положении якоря *К2* оба реле *К1* и *К3* обесточены, их контакты *К1.1* и

К3.1 разомкнуты, питание ни на одну из обмоток двигателя не подается и его вал неподвижен. Вращение вала двигателя, а следовательно, и движение подвижного контакта ЛАТРа в ту или другую сторону происходит при замыкании якоря *К2* с правым *П* или левым *Л* контактами.

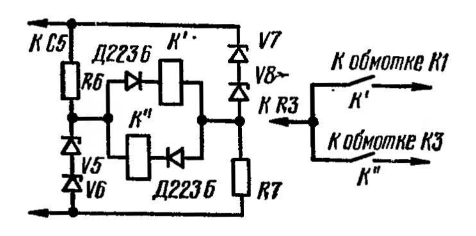
Обмотка реле *К2* включена в диагональ моста, образованного резисторами *R6* и *R7* и стабилитронами *V5—V8*. Питание моста осуществляется от напряжения, снимаемого с зажимов *«Нагрузка»* ЛАТРа. Это напряжение подается на мост через выпрямительные диоды *V1—V4* и балластные резисторы *R4* и *R5*. С помощью резистора *R5* осуществляется изменение уставки выходного напряжения стабилизатора. Параллельно мосту включен фильтрующий конденсатор *С5*.

Стабилизатор работает следующим образом. В нормальном состоянии мост сбалансирован. При этом сила тока через обмотку реле *К2*, которое включено в диагональ моста, равна нулю. Якорь этого реле находится в нейтральном положении, реле *К1* и *К3* выключены, обмотки двигателя обесточены, и вал неподвижен. При отклонении напряжения сети, а следовательно, и выходного напряжения, в ту или другую сторону пропорционально ему будет изменяться напряжение на кондесаторе *С5*. Это приведет к разбалансу моста, так как напряжение на резисторах *R6* и *R7* изменится, а на стабилитронах — останется прежним. Через обмотку реле потечет ток, направление которого будет зависеть от знака изменения напряжения сети. В зависимости от этого якорь реле *К2* замкнется с правым или левым контактом. При этом включится реле *К1* или *К3* и двигатель, который будет перемещать подвижный контакт ЛАТРа до тех пор, пока напряжение на зажимах *«Нагрузка»* (а следовательно, и напряжение на конденсаторе *С5*) не вернется к прежнему значению.

Ручную регулнровку выходного напряжения можно осуществить с помощью кнопок *S2 «Больше»* и *S3 «Меньше»*. При этом тумблер *S1* питания схемы автоматики должен быть обязательно выключен.

Параметры стабилизатора (точность поддержания выходного напряжения, постоянная времени регулирования, вид характеристики регулирования) зависят от выбора элементов. Так, точность поддержания напряже-

Рис. 2. Схема включения двух неполяризованных реле *K′* и *K″* вместо одного поляризованного *K2*



ния определяется в основном чувствительностью реле *K2*. Поэтому желательно применять реле с минимальной силой тока срабатывания. В стабилизаторе, построенном автором, использовано реле с силой тока срабатывания 0,12—0,18 мА. Реле имеет несколько обмоток, которые с целью увеличения чувствительности соединены последовательно. Это реле РПС-5, паспорт РС4.522.307. Однако вместо него может быть использовано поляризованное реле любого типа с нейтральным положением якоря и силой тока срабатывания 0,1—0,2 мА. Можно использовать также два неполяризованных реле с нормально разомкнутыми контактами, например герконовых, обладающих малой силой тока срабатываиия, включив их, как показано на рис. 2.

Реле *K1* и *K3* — РЭС-9, паспорт РС4.524.204.

Постоянная времени регулирования зависит от постоянной времени заряда и разряда конденсатора *C5*, времени срабатывания реле *K1—K3*, скорости вращения вала двигателя. С этой точки зрения наличие промежуточных реле *K1* и *K3* нежелательно. Однако здесь более важным является тот факт, что поляризованные реле имеют обычно малые значения силы коммутируемых токов и непосредственная коммутация обмоток двигателя с помощью этого реле привела бы к быстрому выходу из строя контактной группы. Тем более, что изменение силы тока в диагонали моста, куда включено это реле, происходит плавно, следовательно, так же плавно отклоняется и якорь реле. Такой режим работы реле при коммутации индуктивной нагрузки, каковой является двигатель, обязательно будет сопровождаться сильным искрением. Таким образом, промежуточные реле *K1* и *K3*, позволяющие коммутировать большие мощности, облегчают режим работы реле *K2*.

Для уменьшения помех, возникающих при работе реле *K1* и *K3*, их контакты зашунтированы «искрога-

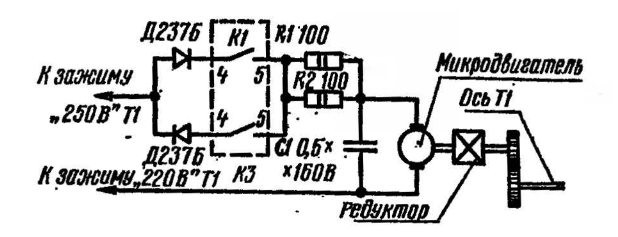


Рис. 3. Схема включения микродвигателя вместо двигателя РД-09

Рис. 4. Общий вид ЛАТРа с электродвигателем

сящими» *RC* цепями *R1C1, R2C2*. Тип конденсаторов в этих цепях — любой, с рабочим напряжением не менее 200 В. Мощность рассеивания резисторов *R1* и *R2* — 0,5 Вт. Остальные резисторы в схеме должны иметь мощность рассеивания не менее 1 Вт.

Конденсатор *C3* может быть МБ1, К75-10, К73-П2 с рабочим напряжением не менее 250 В. Стабилитроны — любые. Напряжение на них должно быть 30—33 В. Этим напряжением определяется нижний предел стабилизированного напряжения, которое возможно получить на выходе устройства.

Наиболее дефицитной деталью является электродвигатель РД-09. Однако в устройстве возможно применение двигателей и других типов, в частности, даже микродвигателя от электрифицированных игрушек. Схема подключения этого двигателя приведена на рис. 3. Вал двигателя соединяют с осью ЛАТРа через понижающий редуктор с коэффициентом редукции примерно 1/100.

Общий вид ЛАТРа с установленным на нем электродвигателем показан на рис. 4. Чертежи отдельных деталей, необходимых для закрепления двигателя, приведены на рис. 5.

Порядок сборки следующий: двигатель *1* (см. рис. 4) крепят на плате *2* с помощью четырех винтов *3*. В лимбе *4* ЛАТРа *5* сверлят четыре отверстия с резьбой М5, в которые вворачивают шпильки *6* с нижними контргайками *7*. На вал двигателя надевают втулку *8* и крепят ее сначала одним стопорным винтом *9*. Плату с двигателем и закрепленной на его валу втулкой устанавливают на шпильки и закрепляют верхними гайками *7*. Затем устанавливают подвижный контакт ЛАТРа в нужное положение и закрепляют второй стопорный винт на втулке.

Остальные детали стабилизатора, в том числе и конденсатор *C3*, размещают на отдельном шасси, конструкция которого произвольна.

Проверку и регулирование стабилизатора проводят следующим образом. Отключают тумблер *S1* и с помощью кнопок *S2* и *S3* устанавливают на выходе стабилизатора необходимое напряжение, например 220 В, контролируя его по вольтметру. Затем отключают обмотку реле *K2* от моста и на место этого реле включают

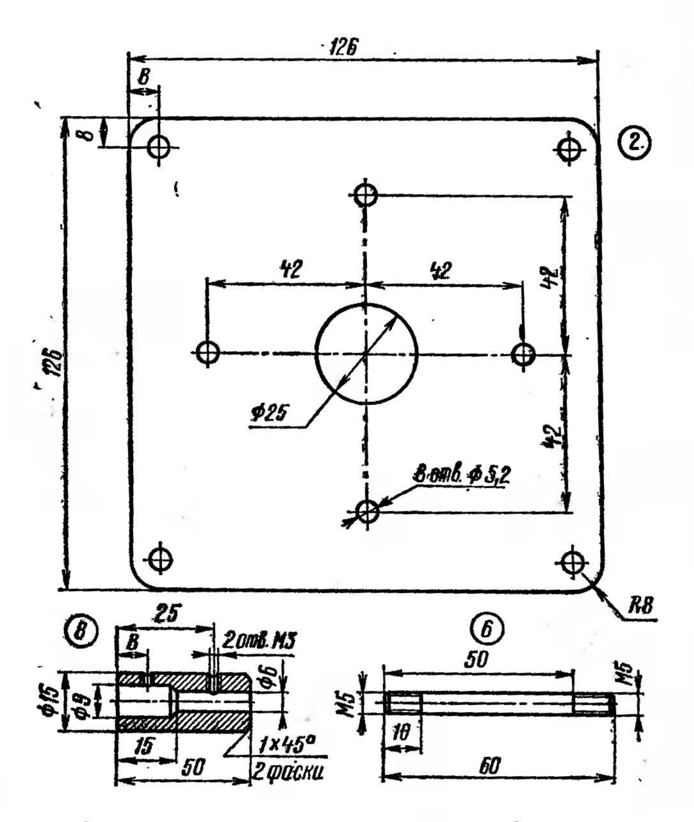


Рис. 5. Плата крепления двигателя (*2*), шпилька (*6*) и втулка (*8*)

вольтметр на 5—10 В с достаточно большим входным сопротивлением (подойдет тестер Ц435 или Ц4312). Включают тумблер *S1* и с помощью резистора *R5* добиваются баланса моста, т. е. нулевого показания прибора. При этом по мере уменьшения показаний необходимо переходить на меньший предел измерения — это обеспечит бо́льшую точность балансировки. Затем, отключив прибор или переключив его на бо́льший предел, увеличивают (уменьшают) с помощью кнопок ручной регулировки выходное напряжение на 3—5% от установленного ранее. При этом тумблер *S1* отключать не нужно. После этого подсоединяют на место обмотку

реле *К2*. Электродвигатель должен начать вращаться, и выходное напряжение должно приблизиться к выставленному ранее значению. Если напряжение начнет изменяться в другую сторону, то необходимо поменять местами концы обмотки реле *К2*, либо прово́да, подходящие от двигателя к нормально разомкнутым контактам реле *К1* и *К3*.

Убедившись в правильности работы стабилизатора, можно, повернув движок потенциометра *R5* до упора вправо и влево, проверить и при необходимости подрегулировать подбором резистора *R4* предельные значения стабилизированного напряжения. Если предполагается часто изменять уставку выходного напряжения, то резистор *R5* целесообразно снабдить шкалой, проградуированной непосредственно в вольтах.

Собранный автором стабилизатор уже более года успешно обеспечивает стабилизацию напряжения для телевизора в сельской местности, где колебания напряжения сети весьма значительны. При этом помехи, создаваемые стабилизатором, практически не ухудшили качество работы телевизора.

Охранное устройство для автомобиля

А. КОМАНОВ

Предлагаемое электронное устройство предназначено для охраны автомобилей, однако его можно с успехом использовать и для охраны складских помещений, гаражей и т. д. Отличительной чертой этого устройства является применение геркона, с помощью которого осуществляется ввод схемы в рабочее состояние только после того, как водитель выйдет из машины, что дает ряд удобств при эксплуатации. Геркон закрепляется в углу лобового стекла автомобиля, а замыкание его контактов производится с помощью маленького магнита, который удобно укрепить на связке ключей. Для подготовки устройства к работе необходимо магнит прислонить с внешней стороны лобового стекла к тому месту,

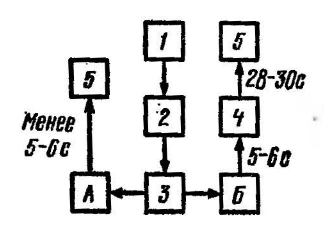


Рис. 1. Диаграмма работы охранного устройства: *1* — включение напряжения питания; *2* — ввод схемы в рабочий режим при помощи геркона; *3* — открывание двери; *4* — звучание сирены в течение 28—30 с; *5* — отключение устройства; случай *А* — человек, знакомый с положением выключателя питания, открывает дверь; случай *Б* — человек, не знающий, где находится выключатель питания, открывает дверь

где закреплен геркон, при этом схема переходит в рабочее состояние, о чем сигнализирует загоревшийся светодиод. Таким образом, на схему можно подавать напряжение питания в любой момент времени без опасения, что устройство подаст сигнал тревоги. Если же после ввода схемы в рабочее состояние открыта дверь, то через 5—6 с раздастся сигнал тревоги. Задержка 5—6 с необходима для того, чтобы водитель имел возможность отключить устройство до подачи им тревожного сигнала в том случае, когда он сам открывает дверь. Сигнал тревоги длится 28—30 с, после чего сирена отключается. Такого времени звучания обычно бывает достаточно, тем более что продолжительная работа сирены приводит к разрядке аккумулятора, а также беспокоит жителей близлежащих домов. Диаграмма работы охранного устройства приведена на рис. 1.

Принципиальная схема описываемого устройства приведена на рис. 2. В схеме применены три цифровые интегральные микросхемы транзисторно-транзисторной серии К155—К1ЛБ553. В каждой такой микросхеме содержится четыре типовых двухвходовых логических элемента «И — НЕ». Первая микросхема *D1* используется для создания *RS*-триггера (*D1.1* и *D1.2*). Логические элементы второй микросхемы *D2* используются для создания инвертора (*D2.1*), схемы второго *RS*-триггера (*D2.3* и *D2.4*) и одной схемы «И — НЕ» (*D2.2*). Из элементов третьей микросхемы собраны *RS*-триггер (*D3.2* и *D3.3*) и два элемента «И — НЕ» (*D3.4* и *D3.1*). Так как для питания логических микросхем необходимо напряжение +5 В, напряжение аккумулятора необходимо понизить. Для этой цели в схему введен пара-

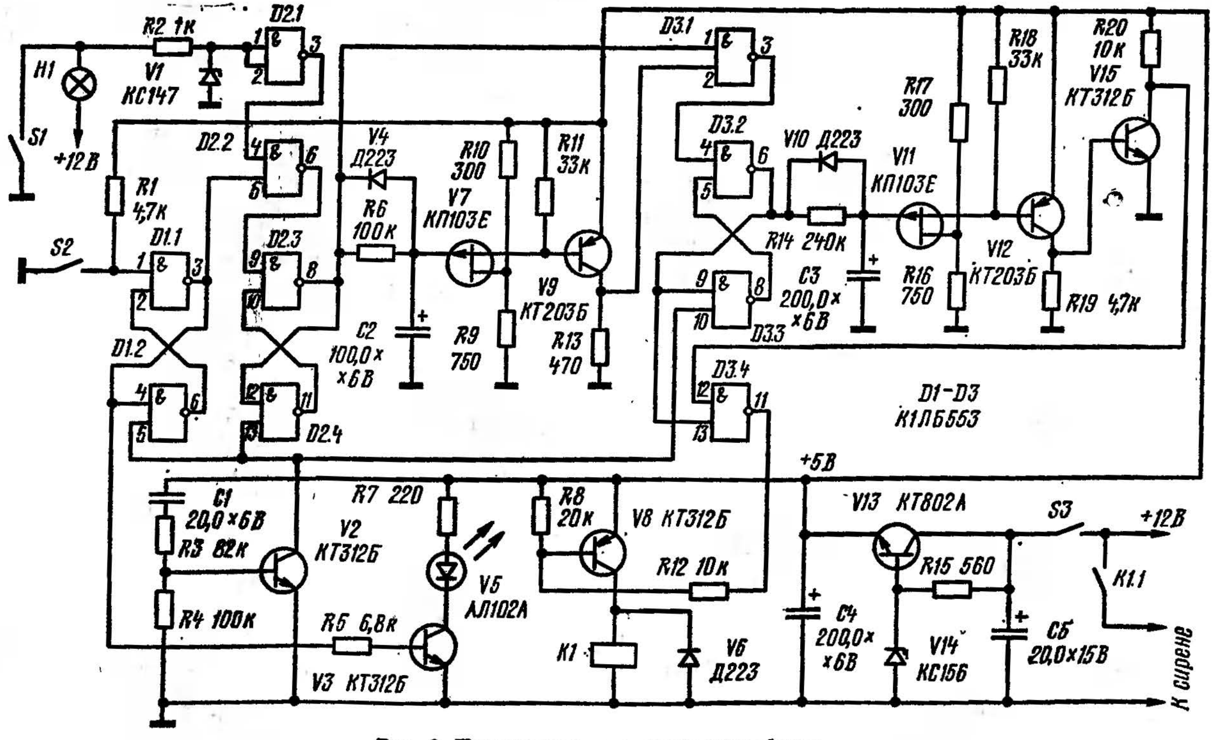


Рис. 2. Принципиальная схема устройства

метрический стабилизатор напряжения на транзисторе *V13*. Конденсаторы *C4* и *C5* нужны для защиты логических схем от выбросов напряжения.

При включении тумблера *S3* на схему поступает напряжение питания +5 В и каскад начальной установки, собранный на транзисторе *V2*, произведет начальную установку триггеров в положение логического нуля. Этот каскад работает следующим образом: в первый момент времени все напряжение питания приложено к базовому делителю *R3R4*. При этом транзистор *V2* откроется, и напряжение на коллекторе станет близким к напряжению логического нуля. Так как коллектор транзистора *V2* присоединен к *R*-входам всех *RS*-триггеров, то они устанавливаются в нулевые состояния. В дальнейшем по мере заряда конденсатора *C1* напряжение на нем будет стремиться к напряжению источника питания, а напряжение на базовом делителе будет стремиться к нулю. Транзистор *V2* закроется, и на *R*-входах триггеров появится напряжение, соответствующее логической единице. Появление логической единицы на *R*-входах необходимо, так как для *RS*-триггеров, построенных на элементах «И — НЕ», комбинация входных сигналов $S=0$ и $R=0$ является недопустимой, а при $S=1$ и $R=1$ триггер сохраняет свое состояние.

Устройство будет готово к подаче тревожного сигнала после того, как *S*-вход первого *RS*-триггера (*D1.1* и *D1.2*) при помощи геркона *S2* будет замкнут на землю. При этом состояние его *S*-входа изменится с единицы, которая задавалась при помощи резистора *R1*, на нуль. Триггер опрокинется, и на выходе появится сигнал логической единицы (+5 В). Возможные дальнейшие коммутации сигнала на входе с помощью магнита состояние триггера не изменят. Этот сигнал через резистор *R5* будет подан на базу транзистора *V3*. Транзистор *V3* откроется, и его коллекторный ток вызовет зажигание светодиода *V5*, который сигнализирует о готовности схемы к работе. Одновременно сигнал с выхода триггера поступает на схему «И — НЕ» (*D2.2*), подготавливая ее к выдаче сигнала на второй *RS*-триггер. На другом входе схемы «И — НЕ» присутствует сигнал, снимаемый с инвертора (*D2.1*). Так как на входе инвертора имеется логическая единица, задаваемая стабилитроном *V1*, то на его выходе — логический нуль. В та-

ком состоянии схема может находиться как угодно долго. Однако это состояние изменится, если открыть дверь автомобиля. В этот момент вход инвертора окажется заземленным, на его выходе появится напряжение +5 В, которое приложится ко входу схемы «И — НЕ». На входах схемы совпадений *(D2.2)* будут логические единицы, следовательно, на ее выходе будет нуль. Этот сигнал, будучи приложен к *S*-входу второго *RS*-триггера (*D2.3* и *D2.4*), опрокинет его. Таким образом, его выход получит потенциал +5 В. Этот сигнал подается на один из входов логической схемы *D3.1*. На другом входе этой схемы задан потенциал, соответствующий логическому нулю. Одновременно сигнал с выхода второго триггера поступит на реле времени *РВ-1*, собранное на транзисторах *V7* и *V9*. Выходной сигнал реле времени *РВ-1* в исходном состоянии равен нулю. Конденсатор *C2* начнет заряжаться от единичного выходного сигнала с микросхемы *D2.3* через резистор *R6* с постоянной времени 5—6 с. По мере его заряда напряжение на затворе полевого транзистора начнет возрастать. Будет расти соответственно и сила тока стока, который задает ток базы транзистора *V9*. Транзистор *V9* откроется, и сила тока его коллектора увеличится. При этом на нагрузочном резисторе *R13* возникает напряжение, соответствующее логической единице. Это напряжение приложится ко второму входу схемы совпадений «И — НЕ» *(D3.1)* и изменит состояние ее выхода с единичного на нулевое. С выхода этой схемы напряжение логического нуля поступает на *S*-вход третьего *RS*-триггера (*D3.3* и *D3.4*) и опрокидывает его. Выходное напряжение триггера (логическая единица) запускает реле времени *РВ-2*, собранное на транзисторах *V11* и *V12*. Постоянная времени этого реле будет определяться цепью *R14C3*.

Одновременно сигнал с выхода триггера поступит на вход схемы «И — НЕ» *(D3.4)*. На другой вход этой схемы подан потенциал, соответствующий логической едииице. Этот потенциал задается при помощи каскада, собранного на транзисторе *V15*. На выходе схемы *D3.4* появится напряжение логического нуля. Это напряжение через резистор *R12* прикладывается к базе транзистора *V8* и открывает его. Коллекторной нагрузкой этого

каскада является обмотка реле *K1*. При открывании транзистора *V8* реле сработает и своими контактами замкнет цепь питания автомобильной сирены. Через 28—30 с транзистор *V15* откроется и на вход схемы *D3.4* поступит сигнал логического нуля. На выходе этой схемы появится напряжение, соответствующее логической единице. Это напряжение закроет транзистор *V8*, и контакты реле *K1* отключают сирену. Для возвращения схемы в исходное состояние необходимо выключить и снова включить напряжение питания (тумблер *S3*).

По сборнику «ВРЛ» № 53 (с. 30—31, рис. 1, 2)

Как надо включить контакты Р1/1 реле Р1 в схемах тиратронного реле времени Л. Дмитриенко, чтобы при срабатывании реле отключалась лампа Л1 красного цвета и зажигалась лампа Л2 увеличителя?

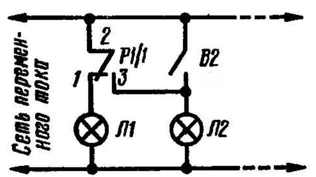


Рис. 1.

Правильное включенне контактов показано на рис. 1. При включении реле *Р1* контакты *1—2 Р1/1* размыкаются, а *2—3* замыкаются, в результате чего лампа *Л1* гаснет, а *Л2* включается. После окончания выдержки времени реле *Р1* обесточивается, отпускает свои контакты, и цепь включення лампы *Л1* восстанавливается.

По сборнику «ВРЛ» № 56

Ответы на вопросы по статье Д. Атаева «Универсальный двухканальный усилитель НЧ» (с. 28, рис. 1).

Правильно ли включены между собой радиоэлементы R9, C4 в цепи эмиттера транзистора T1, не должны ли они между собой соединяться параллельно?

Цепочка *R9, C4* должна быть включена так, как показано на принципиальной схеме усилителя, т. е. последовательно. При такой схеме режим работы транзистора *T1* по постоянному току устанавливается резисторами

R10 и *R13*. Транзисторы *T1* и *T2* оказываются охваченными глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току, что обеспечивает высокую температурную стабильность и повторяемость такого усилителя.

Цепочкой *R9, C4* устанавливают режим работы транзистора *T1* по переменному току, при этом конденсатор

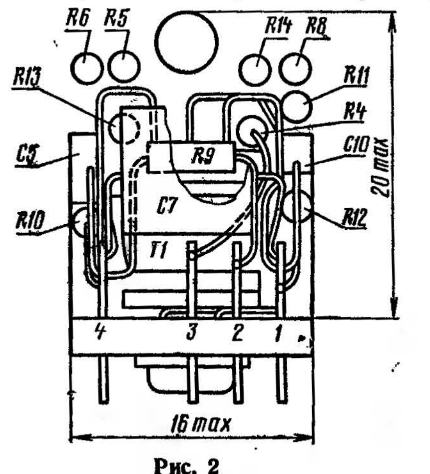


Рис. 2

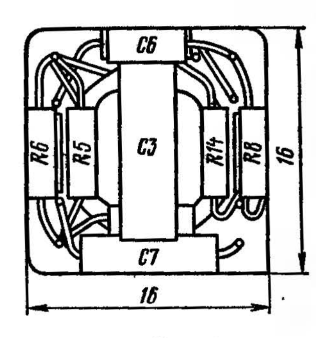


Рис. 3

C4 исключает влияние резистора *R9* на режим работы *T1* по постоянному току. Фактически резистор *R9* является частью делителя напряжения частотно-зависимой отрицательной обратной связи, которое снимается с коллектора транзистора *T2* и подается в цепь эмиттера *T1* через резистор *R10*. Элементы *C5, C6, C7, R11, R12* служат для формирования частотной характеристики усилителя.

При налаживании усилителя с отключенной частотно-зависимой отрицательной обратной связью резистор *R10* не должен быть отключен, так как в этом случае устройство работать не будет.

Какие детали усилителя входят в состав модуля и как он компонуется?

Автором усилитель скомпонован в виде этажерочного модуля, который обеспечивает достаточно высокую плотность монтажа. Компоновку модуля для одного из каналов усилителя легко уяснить из эскизов, приведенных на рис. 2, 3 и 4. Точки соединения радиоэлементов на

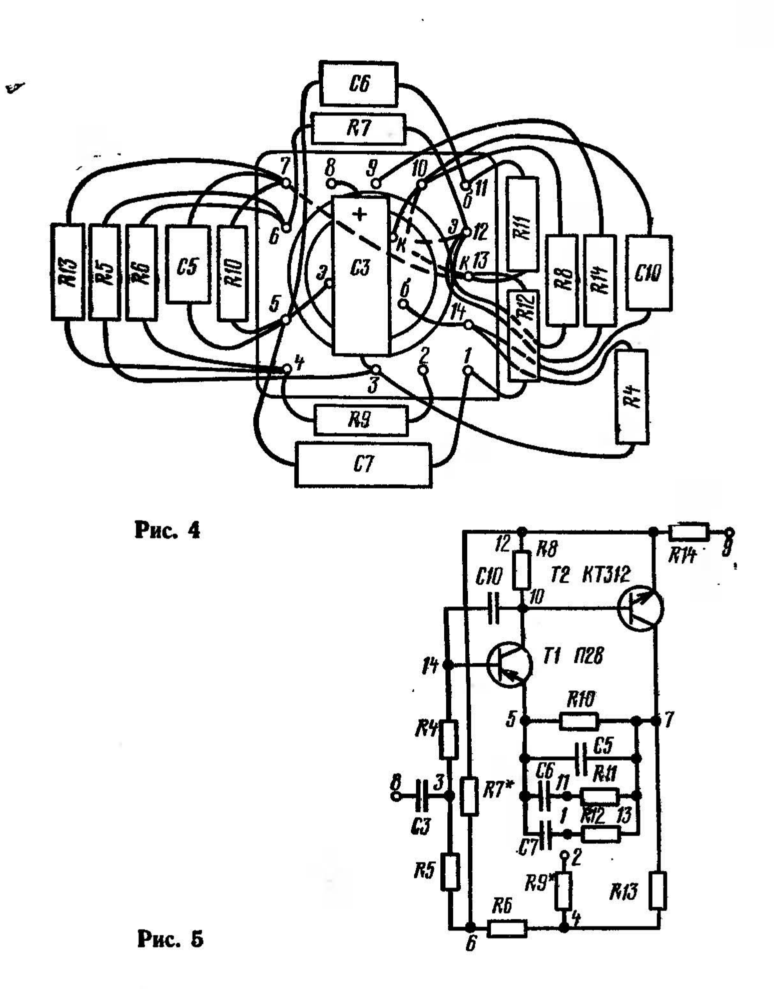


Рис. 4

Рис. 5

принципиальной схеме усилителя (рис. 5) и модуле помечены одноименными цифрами.

Сравнивая схему рис. 5 с принципиальной схемой усилителя, приведенной в сборнике № 56, можно установить, какие детали не вошли в состав модуля (*R1*, *R2*, *R3*, *C2* и др.).

Как производится настройка входных и гетеродинных контуров пятидиапазонного конвертера В. Кокачева?

Порядок настройки конвертера рекомендуется следующий. Проверив исправность гетеродина, как указано

в описании, переходят к установке требуемой частоты гетеродина и настройке входных контуров. Для этого включают приемник, с которым конвертер будет работать, и с помощью ГСС или СГ его настраивают на частоту около 1000 кГц (на участок, свободный от работающих мощных радиостанций). Выход конвертера соединяют с гнездом антенны приемника, переключатель *В1* устанавливают в положение «25 м» (верхнее по схеме на рис. 7) и на вход конвертера — гнездо *Ш1* — от ГСС, работающего с включенной внутренней модуляцией, подают сигнал с частотой, равной 11,8 МГц. После этого вращением ротора подстроечного конденсатора *С11* и сердечника катушки *L3* добиваются, чтобы на выходе приемника (регулятор громкости должен быть включен на максимум, выходное напряжение ГСС — 5—10 мВ) прослушивался сигнал частоты модуляции. Затем до минимума снижают уровень сигнала от ГСС и подбирают расстояние между катушками *L3, L4,* при котором сигнал от ГСС слышен с наибольшей громкостью.

При настройке гетеродина возможны два положения сердечника катушки *L3* или ротора конденсатора *С11*, при которых прослушивается сигнал от ГСС. Одно из них соответствует частоте гетеродина $f_{г1}$, равной $f_{г1} = f_с + f_п = 11,8 + 1,0 = 12,8$ МГц ($f_с$ и $f_п$ — соответственно средняя частота принимаемого КВ поддиапазона и частота настройки приемника), другое положение — частоте гетеродина $f_{г2} = f_с - f_п = 11,8 - 1,0 = 10,8$ МГц. В первом случае более высокой принимаемой частоте сигнала будет соответствовать более низкая частота настройки приемника; во втором случае повышение частоты настройки приемника будет соответствовать приему КВ радиостанций с более высокой частотой, что предпочтительнее, так как позволяет по шкале приемника судить о частоте принимаемого сигнала.

Установив требуемую частоту гетеродина по наибольшей громкости на выходе приемника, вращением ротора подстроечного конденсатора *С2* и сердечника катушки *L1* настраивают на частоту 11,8 МГц входной контур и подбирают оптимальную связь между катушками *L1* и *L2*.

Аналогично настраивают конвертер и на других поддиапазонах: 31, 41, 49 и 52 м. При этом на его вход

от ГСС подают сигналы с частотами 9,6; 7,2; 6,1 и 5,7 МГц. Требуемая частота гетеродина на указанных участках поддиапазонов устанавливается подбором емкости конденсаторов *C12 — C19*, а настройка входного контура — подбором емкости конденсаторов *C3 — C10*. Вращать сердечники катушек индуктивности *L1, L3* нельзя, так как это приведет к нарушению настройки конвертера на более высоких поддиапазонах.

Затем испытывают конвертер, принимая КВ радиостанции на различных поддиапазонах, перестраивая приемник на ±150 кГц относительно частоты 1 МГц.

Следует учесть, что конвертер с настройкой на КВ радиостанции с помощью приемника рекомендуется использовать в районах, где участок средневолнового диапазона шириной около 300 кГц (в нашем случае от 850 до 1150 кГц) свободен от работы радиостанций, при наличии которых прием будет сопровождаться большими помехами, а иногда и станет невозможным.

По сборнику «ВРЛ» № 57

Ответы на вопросы по статье А. Никонова «Стереофонический магнитофон» (с. 24, рис. 1).

Какие уточнения следует ввести в принципиальную схему усилителя?

Для обеспечения нормальной работы магнитофона и устранения отдельных графических погрешностей необходимо:

провод, соединяющий резисторы *1-R20* и *1-R21*, подключить к базе транзистора *1-T5*;

правую обкладку конденсатора *1-C11* (по схеме) соединить со средней точкой делителя, образованного резисторами *1-R24* и *1-R25*;

конденсатор *1-C23* нижней обкладкой соединить с общим проводом.

Кроме того, резистор, включенный между эмиттером транзистора *1-T15* и правой (по схеме) обкладкой конденсатора *1-C32*, должен иметь позиционный номер *1-R65*. Его сопротивление, которое лежит в пределах 1—10 кОм, подбирается опытным путем. Резистору *R104*, включенному между базой и коллектором транзистора *T25*, следует присвоить позиционный номер *R106*, а ре-

зистору *1-R104*, подключенному к разъему *Ш3*,— номер *2-R104*.

Укажите возможную замену транзисторов КТ203Б (1-Т1, 1-Т9, 1-Т12) и каково выходное сопротивление каскада на транзисторе 1-Т4?

Транзисторы КТ203Б можно заменить на КТ104А, КТ104Г, П27А и с худшим результатом — на МП39Б. Выходное сопротивление каскада на транзисторе *1-Т4* приблизительно равно 1 кОм.

По сборнику «Лучшие конструкции 27-й выставки творчества радиолюбителей» (М., ДОСААФ, 1977 г.)

Приведите данные катушки индуктивности L11 в высокочастотном генераторе Н. Козьмина (с. 167).

Оптимальная величина индуктивности катушки *L11* зависит от монтажной емкости и емкости переходов транзистора *Т3*, имеющих большой разброс параметров. Поэтому величину индуктивности приходится подбирать опытным путем. В экземпляре генератора, изготовленном автором, катушка *L11* намотана на цилиндрическом каркасе диаметром 6,8 мм и высотой 20 мм. Такие каркасы используются в приемнике «Сокол-4» для намотки катушек входных контуров и контуров гетеродина диапазона коротких волн.

Катушка *L11* содержит 10 витков провода ПЭВ-0,23. Внутри катушки имеется сердечник из феррита 100ВЧ. При налаживании генератора изменяют положение сердечника внутри катушки и, наблюдая за частотной характеристикой генератора, подбирают оптимальную величину индуктивности. Обычно она составляет 6 мкГ. Эту операцию проще всего выполнить с помощью прибора ИЧХ, но можно воспользоваться и ГСС и высокочастотным вольтметром. Следует иметь в виду, что катушка *L11* оказывает влияние на ход частотной характеристики только в диапазоне частот 20—30 МГц.

Поясните назначение перемычки у резистора R10. Как подается питание на лампу Л5 и из каких соображений выбрано рабочее напряжение конденсатора С18 в осциллографе (с. 177)?

Перемычку, замыкающую резистор *R10*, надо снять. Для того чтобы на аноды лампы *Л5* подавалось питаю-

щее напряжение, провода, идущие от движков переменных резисторов *R31* и *R23*, должны быть соединены между собой.

Знаки «↕» и «↔» у переменных резисторов *R31* и *R23*, с помощью которых осуществляется смещение луча по вертикали и горизонтали, следует поменять местами.

Многие читатели спрашивают, почему рабочее напряжение конденсатора *C18* взято большим. При выборе этого конденсатора следует учесть, что в нормальном режиме напряжение между его обкладками не превышает 200 В, поэтому рабочее напряжение может быть выбрано 200—250 В. Однако напряжение обкладок конденсатора относительно «земли» велико, около 1000 В. Чтобы избежать пробоя при случайном замыкании на корпус прибора одной из обкладок (что может иметь место при налаживании прибора), автор использовал конденсатор с высоким рабочим напряжением, хотя это и необязательно.

Как определить, разместятся ли все обмотки трансформатора (автотрансформатора, дросселя) на сердечнике из Ш-образных пластин?

При изготовлении трансформаторов, особенно если для намотки выбран более толстый провод, чем это указано в описании, приходится задумываться, разместятся ли в окне сердечника все обмотки. Эти сомнения справедливо возникают и потому, что в описаниях конструкций авторы, как правило, указывают лишь тип сердечника и толщину его набора, забывая, что отдельные типы Ш-образных пластин выпускаются с различной площадью окна (см. таблицу). Кроме того, могут встречаться пластины с нестандартной площадью окна.

Поэтому перед намоткой следует убедиться, что все обмотки разместятся в площади окна имеющегося сердечника. Осуществляется это следующим образом.

Пусть в исходных данных для намотки трансформатора указано, что он содержит N обмоток: I, II, III, IV, ..., N с соответствующим числом витков n_1, n_2, n_3, ..., n_N и диаметром провода d_1, d_2, d_3, ..., d_N. По справочнику определяем, что провод d_1 имеет сечение по меди S_1, d_2—S_2; d_3—S_3; d_N—S_N. После этого

Тип пластин	Площадь окна, см²	Тип пластин	Площадь окна, см²
Ш10	0,75	Ш20	3,00
	1,17		5,62
	4,32		6,00
Ш12	1,08		10,00
	2,70	Ш25	15,00
	2,16		18,30
	3,60	Ш26	5,07
Ш14	1,47		7,99
	2,25	Ш28	5,88
Ш16	1,92		11,80
	3,84	Ш30	6,75
	6,40		10,11
Ш19	4,02		14,60
	7,82	Ш32	7,66
			25,90
		Ш40	12,00
			18,70
			21,00

определяем общее сечение по меди $S_{ом}=S_1n_1+S_2n_2+ + S_3n_3 + \ldots + S_Nn_N$.

Для того чтобы все обмотки разместились в окне сердечника, необходимо, чтобы площадь окна $S_{ок}$ сердечника, рекомендованного автором конструкции, была примерно в 4 раза больше общего сечения меди $S_{ом}$, т. е. $S_{ок} \geqslant 4S_{ом}$. Это условие предполагает, что каркас для обмоток выполнен из материала (гетинакса, текстолита и др.) толщиной 0,4—1 мм, между слоями проложены прокладки из тонкой бумаги, а между обмотками используется 1—2 слоя лакоткани.

Пример. Трансформатор содержит 3 обмотки ($N = 3$). Сердечник Ш20, набор 30 мм. Обмотка *I* содержит число витков $n_1 = 2500$, провод $d_1 = 0{,}14$, обмотка *II* — $n_2 = 80$, $d_2 = 0{,}47$; обмотка *III* — $n_3 = 50$, $d_3 = 0{,}44$.

Определяем по справочнику сечение проводов с диаметрами d_1, d_2, d_3, которым соответствуют сечения $S_1 = 0{,}0154$ мм², $S_2 = 0{,}1735$ мм² и $S_3 = 0{,}1521$ мм². Затем находим общее сечение меди $S_{ом} = S_1n_1 + S_2n_2 + S_3n_3 = 0{,}0154 \cdot 2500 + 0{,}1735 \cdot 80 + 0{,}1521 \cdot 50 = 38{,}5 + 13{,}9 + 7{,}6 = 60$ мм² $= 0{,}6$ см². Учетверенное значение сечения меди $4S_{ом} = S_{ок} = 4 \cdot 0{,}6 = 2{,}4$ см².

По таблице для пластин Ш20 минимальное сечение окна $S_{ок} = 3$ см^2. Так как условие размещения обмоток $S_{ок} \geqslant 4S_{ом}$ выполняется, то для намотки трансформатора выбираем минимальное сечение окна пластин Ш20 ($S_{ок} = 3$ см^2). При этом площадь обмотки займет около 80% площади окна.

Если у радиолюбителя имеются в наличии различные сердечники Ш-образного типа, то наиболее подходящим будет такой, у которого сечение сердечника равно указанному в описании, а отношение $S_{ом} : S_{ок}$ равно примерно 0,8—0,9.

Приведите основные параметры реле типа РЭС-15.

Субминиатюрное реле РЭС-15 оформлено в цилиндрическом металлическом экране диаметром 11 мм и высотой 16 мм. Масса реле не более 3,2 г. Реле этого типа изготовляются только с одной контактной группой на переключение. Основные электрические характеристики приведены в таблице.

№ паспорта реле	Число витков обмотки	Сопротивление обмотки, Ом	Сила тока срабатывания, мА	Сила тока отпускания мА
РС4.591.001	6000	2200	8,5	2,0
РС4.591.002	1700	160	30,0	7,0
РС4.591.003	2400	330	21,0	5,0
РС4.591.004	3500	720	14,5	3,5

Консультацию подготовил
С. Матлин

Трехполосный стереоусилитель (дополнения)

Ю. МАКАРОВ

В связи с большим интересом, проявляемым радиолюбителями к стереоусилителю, описание которого помещено в сборнике «ВРЛ» № 60, автором подготовлены дополнения к этой статье, которые помогут ответить на основные, наиболее часто встречаемые в письмах читателей вопросы.

Известно, что в однополосных усилителях трудно получить равномерную АЧХ по краям диапазона. Для того чтобы иметь возможность слушать музыку на средних и малых уровнях громкости без потери низкочастотных и высокочастотных составляющих, приходится увеличивать общую мощность усилителя. Только в этом случае регуляторами тембра можно при малой громкости поднять уровень НЧ и ВЧ составляющих сигнала до приемлемого для слуха. Необходимость такого подъема вызывается физиологическими особенностями органа слуха — снижением чувствительности при изменении частоты сигнала от 500 до 20 Гц и от 4 до 20 кГц (псофометрическая функция). В трехполосном УНЧ раздельно усиливаются и регулируются составляющие спектра сигнала именно на этих участках, причем с глубиной до 50 дБ, что позволяет применять в акустических системах (АС) динамические головки и среднего класса, так как их недостаточная отдача может быть частично компенсирована регуляторами тембров.

Максимальная синусоидальная мощность усилителей полос обусловлена типами ламп и выходных трансформаторов и с примененными не может быть более: в полосе НЧ — 2×10 ВА; СЧ — 2×4 ВА; ВЧ — 2×4 ВА.

Переходное затухание в любых сочетаниях измерений между полосами и каналами — более 50 дБ, т. е. значительно выше, чем у звуконосителей и звукосчитывающих элементов. Динамический диапазон каждой полосы соответствует глубине регулировки тембров и ограничен сверху мощностью выходных каскадов полос, а снизу — начальным скачком изменения сопротивлеиия потенциометров, так как уровень помех ниже минимально различимого уровня сигнала на 10÷15 дБ и составляет — 60÷ —65 дБ (измеритель ВЗ—5).

Необходимо не забывать, что прекрасная АЧХ усилителя по электрическому тракту еще не обеспечит качества акустического сигнала, т. е. такой же верности и равномерности звукового давления. Из идеи трехполосного усиления следует, что динамических головок в АС должно быть не менее трех, каждая включается к своему выходному трансформатору без фильтров. Очевидно, что каждая из головок полос должна обеспечивать воспроизведение сигналов этих полос, но не менее.

Автор, например, экспериментировал с динамическими головками 10ГД30, 8ГД2РРЗ, 6ГД2, 8ГД2, 4ГД28, 4ГД8-Е, 3ГД31, 2ГД36. Опробовались различные варианты количеств и сочетаний головок в целях установления возможностей сопряжения усилителя без перестройки с разными нагрузками. В зависимости от типа головок качество звучания, естественно, изменялось. Однако регуляторами тембров удавалось в определенной степени сблизить субъективное ощущение звучания АС с разными головками. Наиболее приемлемым оказался вариант: НЧ — 20 ВА, 15 Ом — 1 шт.; СЧ — 18 ВА, 9 ОМ, 3 шт.; ВЧ — 12 ВА, 8 ОМ, 2 шт. при размерах каждой АС0,8 × 0,6 × 0,4 м. Усилитель соединен с АС многопроводным кабелем типа ТСКВ. Конструкция АС зависит от размеров и акустических свойств помещения, примененных головок, технических возможностей радиолюбителя, от задач, ставящихся при создании звукоформирующего комплекса.

Как правило, музыкальная программа записывается в достаточно большом помещении с хорошей акустической репутацией. Звуковые волны распределяются в объеме такого зала равномерно, образуя так называемое диффузное первичное звуковое поле. Следовательно, задача звукоформирующего воспроизводящего тракта — наиболее точно передать все параметры и нюансы этого поля. Звуковое поле, полученное электроакустическими средствами в помещении, где происходит прослушивание музыки, называется вторичным. Разумеется, чем более качество вторичного поля адекватно качеству первичного, тем натуральнее звучание инструментов оркестра. Это достижимо лишь при последовательном наращивании качества каждого звена звукоформирующего тракта: звуконосителя, звукосчитывающего устройства, механизма транспортирования ленты (МТЛ) и механизма

вращения диска ЭПУ, тонарма, предусилителей-корректоров, усилителя мощности, акустических систем (АС) и помещения для прослушивания музыкальных программ.

Трехполосный усилитель мощности — составная часть такого тракта, позволяющая упростить АС. При однополосном усилении в АС устанавливаются фильтры, разделяющие широкополосный сигнал на отдельные полосы по числу типов головок. Фильтры обычно содержат индуктивности и емкости, чьи характеристики можно считать линейными лишь при малых уровнях сигнала. При больших значениях тока и напряжения детали фильтра теряют линейность, внося в сигнал гармонические и интермодуляционные нелинейные искажения. В трехполосном УНЧ тоже есть фильтры, но работают они только при малых сигналах и не содержат индуктивностей.

Измеренное выходное сопротивление усилителей полос с примененными без переделки заводскими выходными трансформаторами равно: НЧ — 7,0 Ом; СЧ — 7,6 Ом; ВЧ — 4,0 Ом на эквивалентах нагрузок, равных: НЧ — 5 Ом; СЧ — 4 Ом; ВЧ — 4 Ом.

Резисторы *R50, R51, R78, R98* устанавливают необходимую частотную и амплитудную характеристику цепей ООС, регулируя этим и АЧХ всего усилителя. Поэтому настраиваются цепи ООС в последнюю очередь. Перед настройкой ООС желательно снять АЧХ полос до ее введения, построив график, подобный изображенному на рис. 1 («ВРЛ» № 60). Затем, подав на вход сигналы, включить цепи ООС через потенциометр сопротивлением 100÷330 кОм. Найдя правильную фазу (путем переключения выводов обмоток трансформатора), регулируя потенциометр (330 кОм), находим оптимальную глубину ООС, руководствуясь предварительными АЧХ полос. Параллельно потенциометру 330 кОм подключается потенциометр 30 кОм через конденсатор емкостью 0,1 мкФ, 0,01 мкФ, 510 пкФ для НЧ, СЧ и ВЧ полос соответственно. Этим потенциометром устаиавливается крутизна и частота разделения полос, а также устраняется неравенство глубины ООС на разных частотах в пределах каждой полосы. Может потребоваться подбор и величин емкостей конденсаторов.

Резистор *R3* имеет номинал порядка 10÷100 кОм и уменьшает шунтирование выхода катодного повторителя

низким импедансом транзисторного магнитофона. Резисторы *R35* и *R37* (0,5÷10 кОм) выравнивают токи ламп фазоинвертора. На время настройки их заменяют потенциометрами сопротивлением 10 кОм. Резистор *R61* (75÷150 кОм) увеличивает развязку между фильтрами *Z3* и *Z4*, а также служит для подбора пропорций напряжений полосы СЧ, как и резистор *R52*. Резисторы *R5, R19, R28, R44, R60, R73, R92* подбираются для установления напряжений на электродах ламп (согласно табл. 1), начиная с *Л6, Л7*.

При компоновке усилителя учтены эргономические, функциональные, эстетические и технологические требования в их неотъемлемом единстве. Эти проблемы, как правило, мало знакомы радиолюбителям и редко рассматриваются в печати. Но без их решения нельзя создать ни одну конструкцию, удовлетворяющую множеству требований. Художественное конструирование, или дизайн, является комплексным методом при проектировании различных технических изделий. Внешние усложнения, обилие ручек, кнопок, индикаторов, надписей делаются часто в престижных, украшательских целях, что прельщает потребителя. Конечно, истинно профессиональный дизайн не имеет ничего общего с оформительством и украшательством.

Умение сформулировать задачу — одно из необходимых качеств дизайнера. Радиолюбитель-конструктор постоянно сталкивается с проблемами дизайна. Очень часто подход таков: изготавливается конструкция, упаковывается в кожух, а затем на него «накладывается дизайн» в худшем его проявлении. Разумеется, радиолюбители не могут соревноваться с продукцией массового производства. Цель радиолюбителя-конструктора — создание оригинального, единичного решения.

При создании трехполосного усилителя дизайнерская разработка и предшествовала, и непрерывно дополняла конструкторскую. Это позволило скомпоновать усилитель в прямоугольную статическую форму черного матового цвета со светлыми узкими полосами, заглубленными в металл, служащими не только для визуального уменьшения высоты усилителя и основой для зрительной «привязки» регуляторов (чтобы не «плавали» по панели), но и для расположения надписей на этих полосах. Боковые стенки, также светлые, замыкают динамический строй

этих полос, придавая всей конструкции лаконичный, а потому и элегантный вид. Ритмический шаг между центрами регуляторов и кнопок (60 мм), ширина светлых полос (6 мм), диаметр ручек (15 мм), ширина темных полос (27 мм), высота (105 мм), ширина (250 мм) и длина усилителя в корпусе (610 мм) находятся между собой в зрительно (и математически) гармонических отношениях, приятных для обозрения: $610/105 = 5{,}8$; $610/250 = 250/105 = \sqrt{5{,}8} = 2{,}4$.

Проектирование велось методом прорисовки деталей в трех проекциях в масштабе 1 : 1 с одновременным перемещением натурных элементов на отдельном листе.

Разъемы *Ш1*÷*Ш5* расположены над шасси на уровне селектора входов *В1*, находящегося в стальном кожухе в средней части усилителя, где происходит предварительная обработка сигнала. Затем сигнал разделяется фильтрами и направляется влево и вправо на соответственно расположенные выходные лампы и трансформаторы. Размещение усилителей полос справа и слева от зоны входов позволило расположить детали согласно логике схемы и сократить входные и выходные соединительные провода, а следовательно, наводки и фон. Потенциометры *R47* балансировки токов ламп *Л6*÷*Л9* и разъемы *Ш6*, *Ш7* находятся в зоне монтажа выходных ламп и отделены от входных разъемов стальным несущим шасси, хотя и расположены рядом с ними на равном расстоянии от выходных трансформаторов полос. В то же время — это единственно возможное место на задней стенке для их размещения без увеличения габаритов усилителя, числа экранов и длины проводов.

Блок питания съемный. В его кожухе расположены *Тр1, L1, L2, С48*÷*С57, Д1*÷*Д12, Пр1*÷*Пр4, В4, R99*. Включатель сети кнопочный. Диаметр кнопки 8 мм. Миниатюрная индикаторная лампа помещена в кожух диаметром 8 мм с отверстием в торце. Поэтому на панели присутствуют элементы, функции которых выявлены только двумя типоразмерами 8 и 15 мм (ручки).

В заключение — о неточностях, допущенных в сборнике «ВРЛ» № 60. Резистор *R21* должен иметь номинал 240 Ом, *R18* — 430 кОм. Конденсатор *С34* должен быть емкостью 0,01 мкФ. Выход к разъему *Ш6* (*Ш7*) (рис. 3) должен идти от вывода *6* трансформатора *Тр2* (*Тр5*), т. е. от точки соединения *R50* и *С20*.